UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Brest 1975

Série B
N° d'ordre : 3
N° de série : 3

CNRS n° A.O. 11166

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR-INGENIEUR

par

Pierre VILBE
Ingénieur INSA

CIRCUIT DE COMMANDE NUMERIQUE

POUR PONTS DE REDRESSEMENT A THYRISTORS

Soutenue publiquement le 16 avril 1975 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GENIN, Professeur à l'U.B.O.

Examinateurs : M. G. SEGUIER, Professeur à l'U.S.T. de Lille
: M. G. SAVARY, Maître de Conférences à l'U.B.O.
: M. R. GERBER, Maître de Conférences à l'INSA de Rennes

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41545814_0030

UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Série B
N° d'ordre : 3
N° de série : 3

CNRS n° A.O. 11166

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR-INGENIEUR

par

Pierre VILBE
Ingénieur INSA

CIRCUIT DE COMMANDE NUMERIQUE

POUR PONTS DE REDRESSEMENT A THYRISTORS

Soutenue publiquement le 16 avril 1975 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GENIN, Professeur à l'U.B.O.

Examinateurs : M. G. SEGUIER, Professeur à l'U.S.T. de Lille
: M. G. SAVARY, Maître de Conférences à l'U.B.O.
: M. R. GERBER, Maître de Conférences à l'INSA de Rennes

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

AVANT-PROPOS

Ce travail a été effectué au laboratoire d'Electronique de Puissance installé dans les locaux de l'Institut Universitaire de Technologie de Brest.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé à la réalisation de ce travail ou ont accepté de l'examiner :

Monsieur R. GENIN, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale qui a bien voulu s'intéresser à ce mémoire avant sa rédaction définitive et a accepté la présidence du Jury de soutenance.

Monsieur G. SEGUIER, Professeur titulaire de la chaire d'Electrotechnique à l'Université de Lille dont les remarques m'ont été utiles pour la rédaction finale.

Monsieur R. GERBER, Maître de Conférences à l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes qui a accepté de participer au Jury.

Monsieur G. SAVARY, Maître de Conférences à l'Université de Bretagne Occidentale, responsable du laboratoire d'Electronique de Puissance qui m'a proposé ce travail, en a suivi le déroulement et m'a permis, par ses conseils, de le mener à bien.

Les Collègues enseignant au Département Génie Electrique de l'I.U.T. et en particulier Messieurs BLANCHARD et APPRIOU pour leur aide efficace.

Les personnels techniques et administratifs qui ont participé à la réalisation technique de l'appareillage et à l'impression de ce mémoire.

S O M M A I R E

Pages

INTRODUCTION.....

PREMIERE PARTIE : La commande des ponts de redressement en commutation retardée.....

Chapitre I : Les montages redresseurs et onduleurs assistés.... 9

I.1. Les montages à commutation parallèle..... 9
I.2. Les montages à commutation parallèle double..... 15
I.3. Les montages à commutation série..... 19
I.4. Les caractéristiques de ces montages..... 19
I.5. Les montages mixtes..... 21
I.6. Association de montages redresseurs..... 23

Chapitre II : Les circuits de commande des ponts redresseurs... 27

II.1. L'amorçage d'un thyristor..... 29
II.2. La fonction réalisée par les systèmes d'amorçage 35
II.3. Les qualités exigées d'un système d'amorçage.... 45

DEUXIEME PARTIE : La commande numérique des ponts polyphasés.....

Chapitre I : Principe de fonctionnement..... 47

I.1. Cas du mono-alternance P1..... 47
I.2. Cas du bi-alternance P2..... 49
I.3. Montages polyphasés..... 51

Chapitre II : Technologie retenue..... 55

II.1. Asservissement de fréquence..... 55
II.2. Logique utilisée..... 61
II.3. Le décodage..... 65

Chapitre III : L'électronique associée ou système séquentiel... 73

III.1. La référence de phase..... 73
III.2. Le module d'élargissement et de suppression des impulsions de gâchettes..... 73
III.3. Les amplificateurs d'impulsions de gâchettes... 75
III.4. L'affichage décimal de l'angle de retard..... 76
III.5. Les alimentations..... 80

Chapitre IV : Les performances et les possibilités..... 81

IV.1. Les caractéristiques du système séquentiel..... 81

IV.2. Les possibilités..... 82

TROISIEME PARTIE : Les essais de ce système de commande numérique..

Chapitre I : Description du montage redresseur utilisé pour les essais..... 85

I.1. Le circuit de puissance..... 85

I.2. La commande numérique..... 91

I.3. La charge des montages redresseurs..... 93

I.4. L'organisation générale du montage..... 95

Conclusion..... 97

Chapitre II : Les essais..... 99

II.1. Les essais avec commande locale..... 99

II.2. Les essais avec commande par calculateur..... 105

CONCLUSION..... 119

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE

==========

INTRODUCTION GENERALE

La mise au point et la diffusion des semi-conducteurs de puissance comme les diodes et thyristors au silicium ont permis un essor considérable de l'électronique de puissance ou électronique des courants forts.

On peut distinguer avec G. SEGUIER {I.1.} cinq fonctions de base : les montages redresseurs à diodes, les montages redresseurs à thyristors, les gradateurs, les hacheurs, les onduleurs autonomes.

Les montages redresseurs à diodes ont pour fonction de transférer l'énergie électrique d'un réseau alternatif vers un réseau continu. Ils fournissent une tension dont la valeur moyenne n'est pas réglable.

Au contraire les montages redresseurs à thyristors, qui peuvent être mixtes (moitié diodes, moitié thyristors) ou "tout thyristors", permettent une variation de la tension moyenne redressée, donc une régulation. Quand ils sont "tout thyristors" ils peuvent également fonctionner en onduleurs assistés, c'est-à-dire renvoyer de l'énergie du réseau continu vers le réseau alternatif. Ces montages sont très répandus ; la variation de vitesse des moteurs à courant continu est une de leurs applications la plus fréquente.

Les gradateurs jouent le rôle de l'autotransformateur à curseur. Ils permettent de faire varier la tension efficace alternative aux bornes d'une charge à partir d'un réseau alternatif.

Les hacheurs permettent d'abaisser avec un rendement excellent la tension d'un réseau continu. Ils commencent à être appliqués largement en traction électrique.

Les onduleurs autonomes produisent une tension alternative à partir d'une tension continue. Leur domaine d'application est l'alimentation de secours ou, associé à un montage redresseur, le changement de fréquence.

Dans ces montages, lorsqu'un réglage est effectué, c'est par action sur les instants de fermeture et d'ouverture des thyristors que la commande est réalisée. La mise en conduction des thyristors, on dira leur allumage ou leur amorçage, est obtenue en envoyant des impulsions à front raide sur leur électrode de commande : la gâchette.

A chaque montage à thyristor est associé un circuit dont le rôle est d'élaborer et de distribuer les impulsions d'amorçage sur les thyristors.

Ce sont les circuits de commande pour montages redresseurs à thyristors ou gradateurs qui ont été l'objet de nos travaux.

Ces circuits ne sont plus du domaine de l'électronique des courants forts, c'est une électronique basse puissance qui ne traite que l'information sans souci de rendement.

Classiquement ces circuits sont conçus en utilisant les techniques analogiques et en faisant appel aux transistors, transistors unijonction, etc. et plus récemment aux amplificateurs opérationnels.

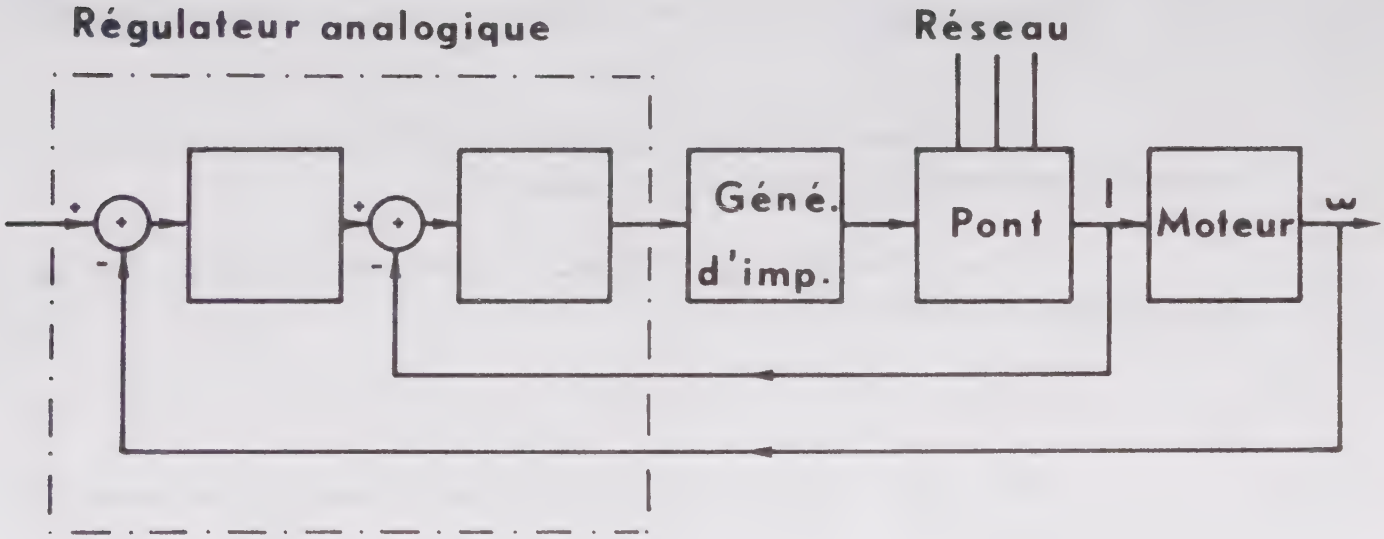
L'évolution actuelle de l'électronique conduit à remplacer de plus en plus souvent les circuits analogiques par des circuits travaillant en tout ou rien pour réaliser les principales fonctions. Cela permet d'obtenir une précision plus élevée et de s'affranchir des dérives. Cette évolution

est évidente dans le domaine de la mesure, ou de la télémesure et du calcul. De même elle est apparue un peu plus tard dans le domaine de la régulation. Les régulateurs analogiques à base d'amplificateurs opérationnels sont alors remplacés par des régulateurs numériques qui sont le plus souvent des petits calculateurs programmables. L'arrivée sur le marché de microprocesseurs proposés à très bas prix grâce aux techniques d'intégration à grande échelle (LSI) ne fera qu'accentuer cette tendance.

Dans ce cas il faut prévoir un circuit d'interface entre calculateur et générateur d'impulsions.

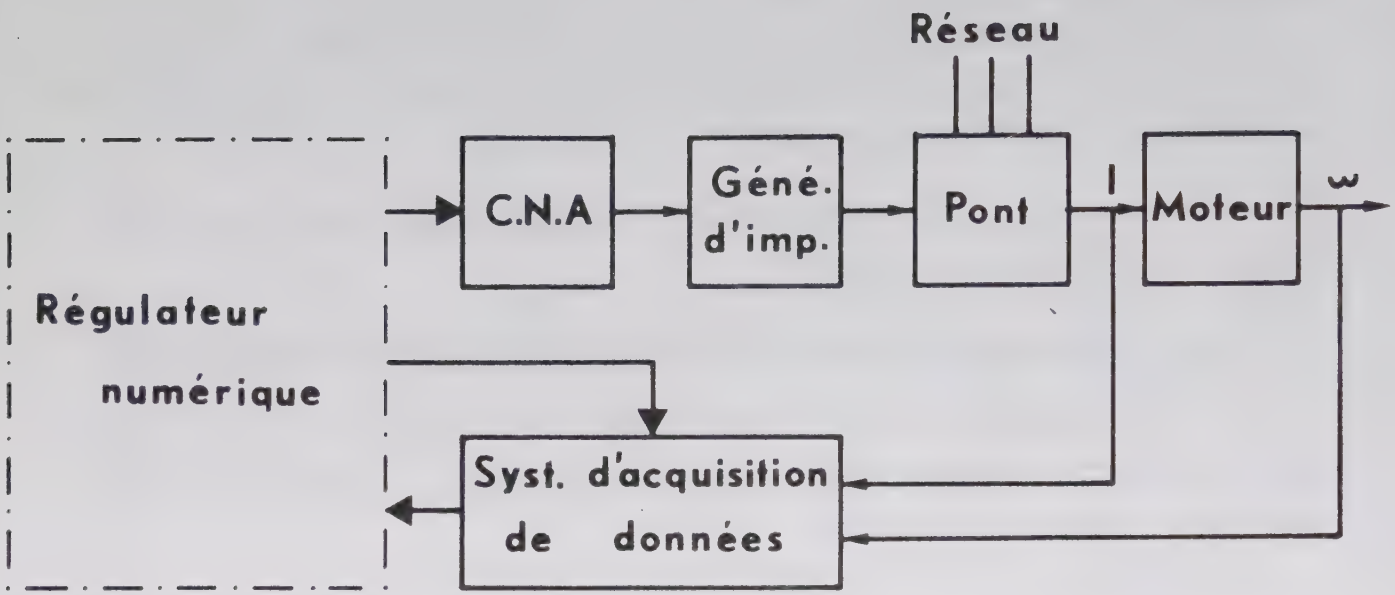
Un exemple concret va nous permettre de préciser le problème.

Prenons le cas de l'asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu. Le diagramme fonctionnel avec régulateur analogique est représenté sur la figure ci-dessous.



Le régulateur de type cascade reçoit les informations sur le courant d'induit et la vitesse du moteur, il reçoit également comme consigne la vitesse souhaitée. Il élabore une tension analogique qui commande, au moyen du générateur d'impulsions, le courant débité par le pont de redressement.

Si l'on veut utiliser un régulateur numérique, le bloc-diagramme doit être modifié comme ci-dessous.



On remarquera qu'entre régulateur et générateur d'impulsions un convertisseur numérique analogique est nécessaire.

La solution directement décalquée du montage précédent peut paraître lourde et inadaptée.

Nous avons conçu et réalisé un circuit d'amorçage répondant aux critères suivants :

a) entrée numérique pour supprimer le convertisseur numérique analogique ;

b) possibilité de faire remplir certaines fonctions (commande arc cos., butées) par le calculateur ;

c) Souplesse d'utilisation permettant de commander des redresseurs de structure différente à l'aide du même montage.

Le résultat de nos travaux est décrit dans cet exposé.

Dans une première partie, nous rappelons les problèmes posés par la commande des ponts polyphasés à thyristors et les solutions habituellement retenues.

La seconde partie présente le circuit à commande numérique de notre conception.

La troisième partie fait part des essais effectués sur ce circuit, notamment en l'introduisant entre un calculateur numérique et un pont "tout thyristors" de 20 kw chargé par un moteur à courant continu.

PREMIERE PARTIE

LA COMMANDE DES PONTS DE REDRESSEMENT EN COMMUTATION RETARDEE

PREMIERE PARTIE : LA COMMANDE DES PONTS DE REDRESSEMENT

CHAPITRE I : LES MONTAGES REDRESSEURS ET ONDULEURS ASSISTES

I.1. Les montages à commutation parallèle

1.1. Description et fonctionnement

1.2. Un exemple : le montage P 3

1.3. Tension de sortie

1.4. Amorçage des thyristors

I.2. Les montages à commutation parallèle double

2.1. Description et fonctionnement

2.2. Séquence d'amorçage d'un montage PD 3

I.3. Les montages à commutation série

I.4. Les caractéristiques de ces montages

I.5. Les montages mixtes

I.6. Les associations de montages redresseurs

CHAPITRE II : LES CIRCUITS DE COMMANDE DES PONTS REDRESSEURS

II.1. L'amorçage d'un thyristor

1.1. Les caractéristiques d'amorçage par la gâchette

a) Caractéristiques courant-tension de la jonction gâchette-cathode

b) Caractéristique inverse

c) Comportement du circuit de gâchette lorsque le thyristor est amorcé

1.2. L'impulsion d'amorçage

a) L'amplitude

b) La durée

c) Le temps de montée

II.2. La fonction réalisée par les systèmes d'amorçage

2.1. Le principe en monophasé

a) Description du fonctionnement

b) Fonctions annexes

c) Exemples

2.2. Principe en polyphasé

II.3. Les qualités exigées d'un système d'amorçage

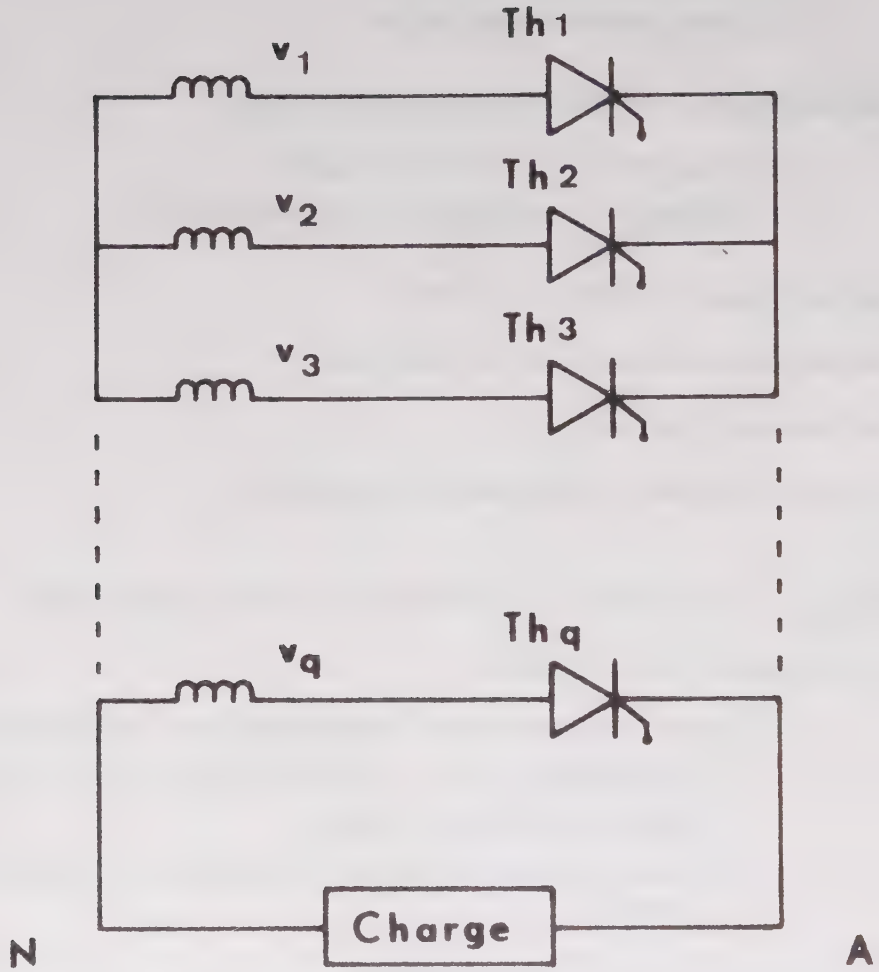


Figure I.1. - Montage type Pq

CHAPITRE I

LES MONTAGES REDRESSEURS ET ONDULEURS ASSISTES

On appelle montage redresseur un système qui transforme une tension alternative mono ou polyphasée en une tension continue et transfère de l'énergie du réseau alternatif vers le réseau continu. Le montage redresseur peut être uniquement à diodes, dans ce cas la tension redressée est fixe, il peut être à thyristors, la tension redressée est alors variable.

Quand le montage est réversible il peut transférer également de l'énergie du réseau continu vers le réseau alternatif on dit alors qu'il fonctionne en onduleur assisté.

Ce chapitre va nous permettre de rappeler les propriétés de ces montages. Notre but étant l'étude d'un système de commande des ponts à thyristors, nous insisterons plus particulièrement sur ceux-ci.

Nous adopterons la classification proposée par G. SEGUIER {I.2.} qui distingue les montages à commutation parallèle, parallèle double et série, nous abrègerons en type P, PD, S.

I.1. Les montages à commutation parallèle

1.1. Description et fonctionnement (figure I.1)

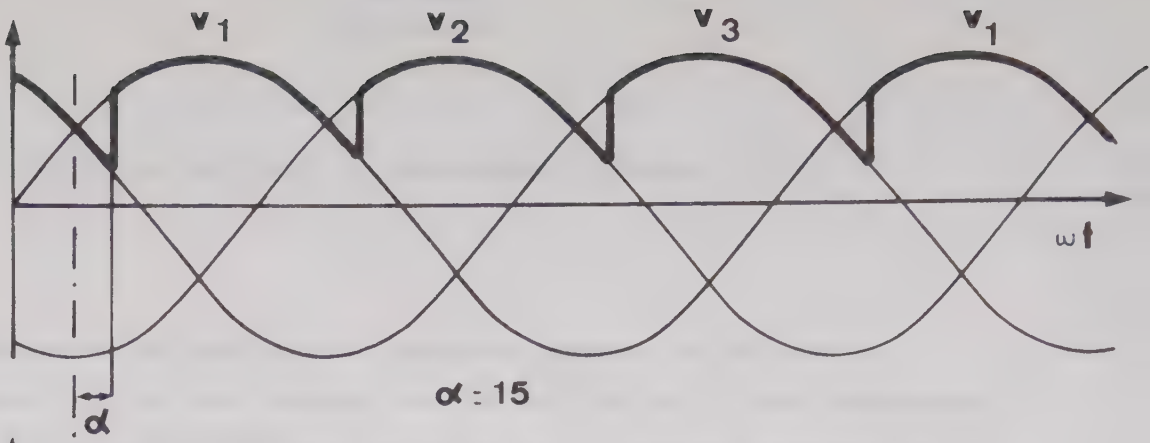
Les tensions polyphasées à redresser sont couplées en étoile avec neutre distribué.

Un redresseur est monté en série avec chacune des phases secondaires du transformateur à secondaire en étoile, interposé entre le réseau et le groupe de diodes. Les diodes ont généralement le sens indiqué sur la figure I1, les cathodes des redresseurs sont reliées. Les bornes du réseau continu sont alors, le point commun aux cathodes (point A) et le neutre du réseau (point N). Le courant continu circule de A vers N.

a) Redresseur

charge résistive
ou selfique

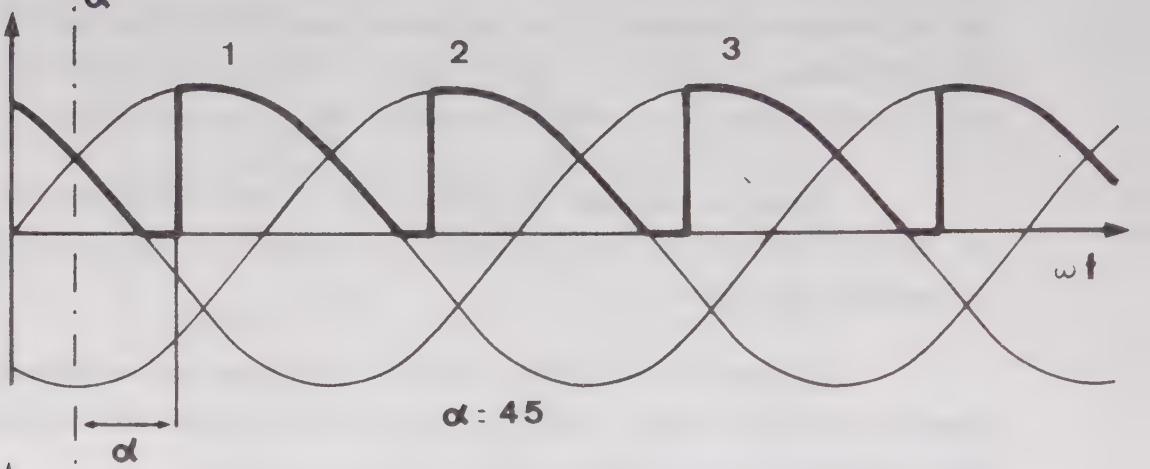
$0 < \alpha < 30°$



b) Redresseur

Charge résistive

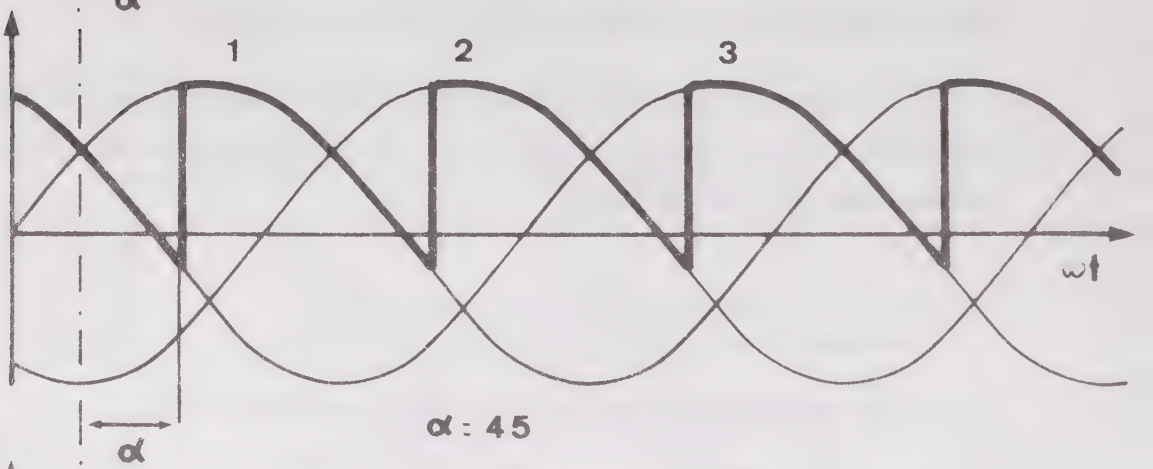
$30 < \alpha < 150°$



c) Redresseur

Charge selfique

$\alpha > 30°$



d) Onduleur

$\alpha > 90°$

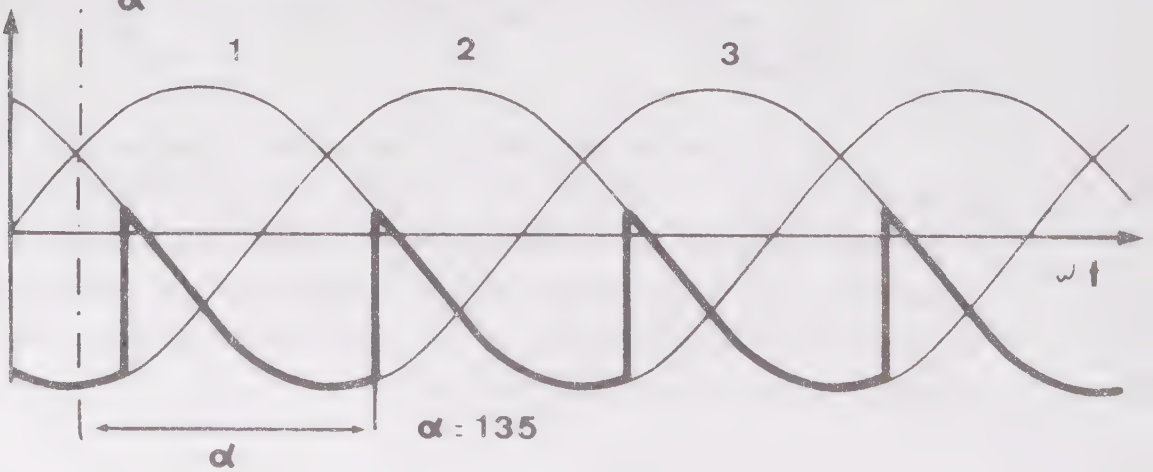


Fig. I.2. - Tension de sortie d'un montage P3

Inverser les redresseurs en reliant les anodes entre elles revient à inverser le sens du courant sans modifier autrement les propriétés du montage.

En redresseur non commandé, le commutateur à diodes permet seulement à la plus élevée des tensions v_i de débiter dans la charge. Un seul redresseur conduit à la fois. La tension redressée est formée de q sommets de sinusoïdes par période T. Nous dirons en abrégé : c'est une tension d'ordre q.

En redresseur commandé, on a la possibilité de retarder l'instant de commutation en commandant convenablement l'amorçage des thyristors. On obtient alors une tension redressée dont la valeur moyenne est plus faible. Dans le fonctionnement en onduleur, elle devient même négative.

1.2. Un exemple : le montage P 3

Cet exemple va nous permettre de concrétiser et de préciser ces considérations générales. La figure 2 montre les formes d'ondes de la tension redressée dans les différents cas possibles.

Figure I.2.a :

La charge peut être purement résistive ou selfique. L'amorçage des thyristors a été retardé de 15° par rapport à la commutation naturelle.

Figure I.2.b :

La charge est résistive. L'angle d'amorçage des thyristors est supérieur à 30°. Lorsque la tension v_1 s'annule, i_1 en phase avec v_1 s'annule aussi et le thyristor Th 1 s'éteint. La tension de sortie restera nulle tant que le thyristor Th 2 ne sera pas amorcé.

Figure I.2.c :

La charge est selfique. On admet donc que le courant dans la charge est continu ou très peu ondulé et par conséquent ne s'annule jamais. Lorsque la tension v_1 s'annule, i_1 ne s'annule pas, le thyristor Th 1 reste conducteur. La tension de sortie est donc $v_1 < 0$, elle le restera jusqu'à ce que l'on amorce le thyristor Th 2. L'amorçage de celui-ci polarisant le thyristor 1 en inverse provoquera son blocage.

Figure I.2.d :

Toujours avec une charge selfique, en augmentant α au-delà de 90°, la tension moyenne redressée devient négative. Le courant ne changeant pas de sens, la puissance absorbée par la charge devient négative. C'est donc qu'elle devient génératrice et que l'énergie est transférée vers le réseau alternatif.

Pour un fonctionnement permanent l'énergie doit évidemment être fournie par une source continue : accumulateur ou génératrice à courant continu ou autre montage redresseur.

1.3. Tension de sortie

Pour un montage P 3 à diodes, la tension moyenne redressée est :

$$U_{co} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_M \sin \omega t \; d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M$$

Pour un montage P 3 à thyristors et les formes d'ondes correspondant aux figures 2a, 2c, 2d, la tension moyenne redressée est :

$$U_c = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_M \sin \omega t \; d(\omega t) = U_{co} \cos \alpha$$

On fait varier la tension moyenne redressée en jouant sur le retard à l'amorçage des thyristors.

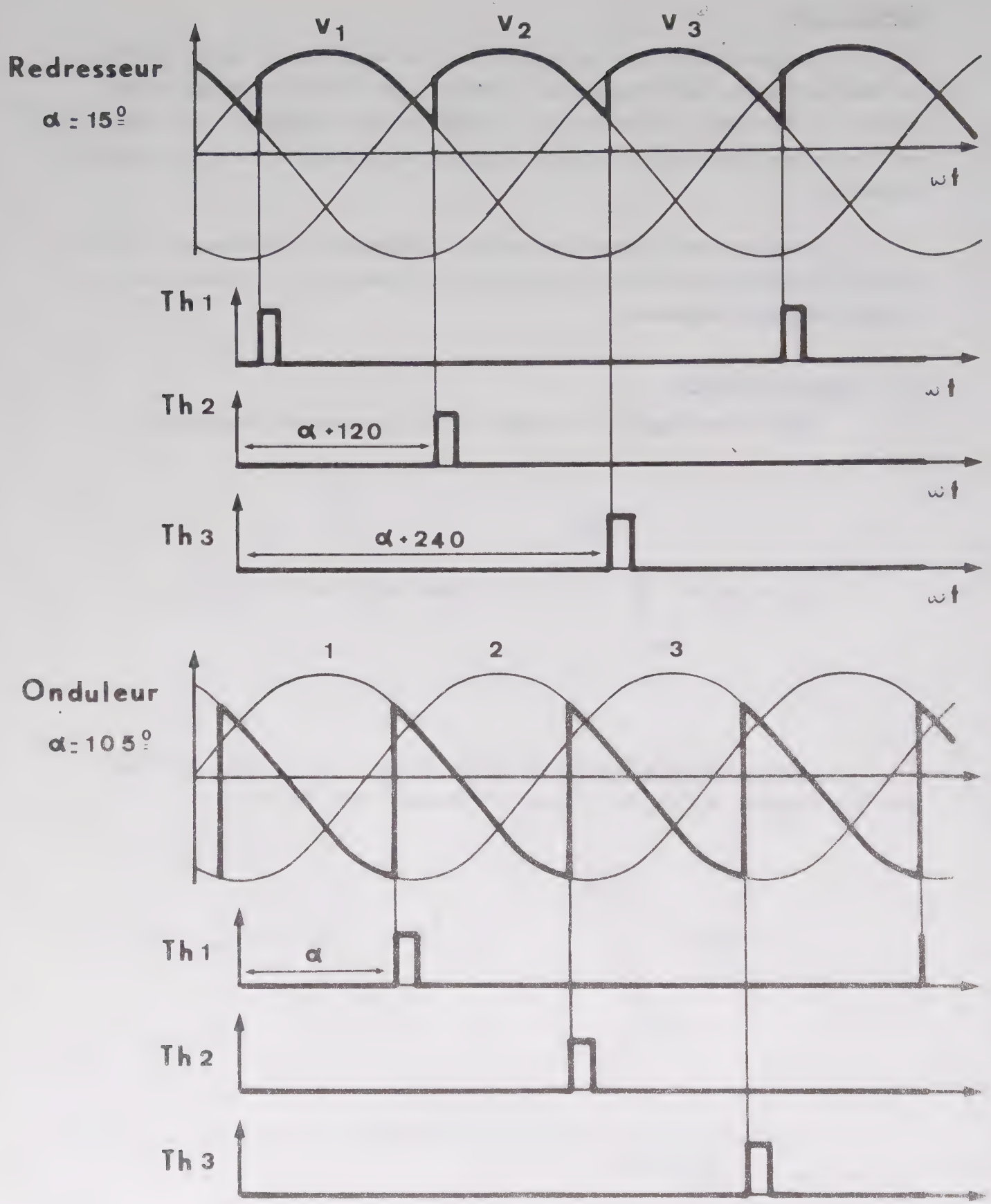


Figure I.3. - L'amorçage des thyristors d'un pont P3

1.4. Amorçage des thyristors

La commande d'un pont type P3 nécessite 3 impulsions par période, une par thyristor, ces impulsions doivent être décalées entre elles de 120° et l'utilisateur doit pouvoir les déphaser en bloc de 0° à 180° pour faire varier la tension de sortie (fig. I.3.).

Dans un montage fonctionnant en redresseur, un raté à l'amorçage d'un thyristor provoque l'annulation de la tension de sortie pendant un bref instant mais ne compromet pas le fonctionnement ultérieur du montage.

Dans un montage onduleur, un seul raté à l'amorçage peut faire perdre le contrôle de l'onduleur.

En effet, supposons (fig. I.2.d) que le thyristor Th 1 conduise, $v_{AN} = v_1$, supposons encore que l'impulsion d'amorçage du thyristor Th 2 soit exceptionnellement insuffisante pour le rendre conducteur. Le thyristor Th 1 continuera à conduire et empêchera le moment venu le thyristor Th 3 de s'amorcer ($v_1 = v_{AN} > v_3$ à cet instant). Le thyristor 1 restant conducteur, nous trouverons pendant l'alternance positive de v_1, v_1 et E en série.

Il en résultera pratiquement dans le circuit un courant très intense qui risque de détruire le thyristor Th 1 si des protections n'interviennent pas pour ouvrir le circuit. De toute façon nous perdons, au moins transitoirement le contrôle de l'onduleur.

Il faut qu'à la fin de son intervalle de conduction le thyristor conducteur ait le temps de retrouver ses caractéristiques de blocage avant de lui appliquer de nouveau une tension directe à ses bornes. Du fait du phénomène d'empiètement dû aux réactances amont et du temps de recouvrement inverse, afin d'éviter les amorçages prématurés lors de la marche en onduleur, il faut que α reste nettement inférieur à 180°. On appelle cette valeur limite de α : butée onduleur.

Cet exemple montre que les circuits de commande doivent être particulièrement sûrs et fiables.

I.2. Les montages à commutation parallèle double

2.1. Description et fonctionnement

Les tensions q-phasées à redresser sont couplées en étoile, il n'est pas utile que le neutre soit distribué. 2 q redresseurs sont nécessaires. Un

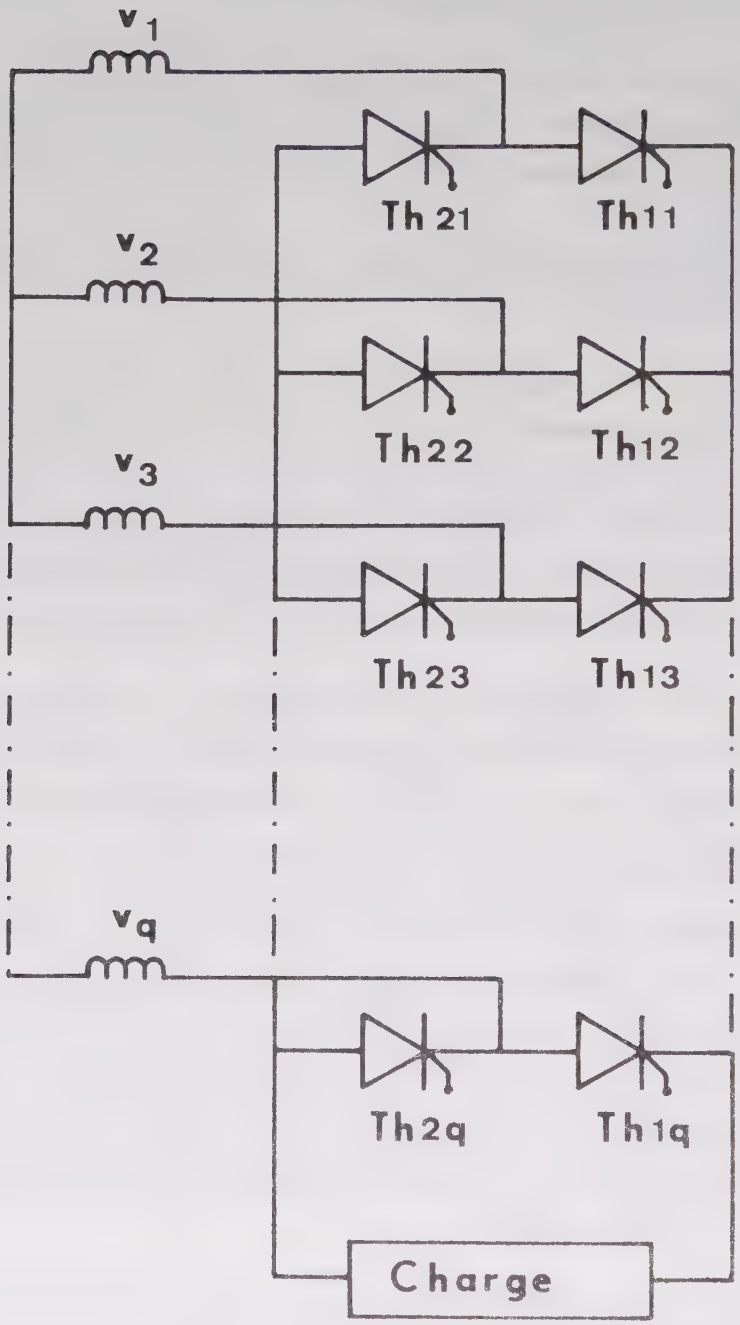


Figure I.4. - Montage type PDq

premier groupe de q redresseurs est monté en commutateur "plus positif" et un second groupe de redresseurs monté en commutateur "plus négatif" (figure I.4.). Les bornes du réseau continu sont : les cathodes reliées au commutateur "plus positif" et les anodes reliées au commutateur "plus négatif".

En redresseur non commandé la tension de sortie est égale à la différence entre la tension de la phase la plus positive et la tension de la phase la plus négative. La tension moyenne de sortie est le double de celle du montage P de même ordre. Parmi les 2 q redresseurs deux d'entre eux sont conducteurs en même temps. Si le nombre de phase q est pair, la tension de sortie est formée de q sommets de sinusoïdes par période T (tension redressée d'ordre q), alors que si le nombre de phases est impair, la tension de sortie est formée de 2 q sommets de sinusoïdes par période T (tension d'ordre 2 q).

On a toujours la possibilité, avec des redresseurs commandés de retarder l'instant de commutation. Le nombre de thyristors étant doublé, le problème se complique un peu, étudions la séquence d'amorçage d'un montage type PD 3.

2.2. Séquence d'amorçage d'un montage PD 3 (figure I.5)

On trouve successivement les tensions :

$$\vec{V}_1 - \vec{V}_2,\ \vec{V}_1 - \vec{V}_3,\ \vec{V}_2 - \vec{V}_3,\ \vec{V}_2 - \vec{V}_1,\ \vec{V}_3 - \vec{V}_1,\ \vec{V}_3 - \vec{V}_2$$

ou $$\vec{U}_{12},\ -\vec{U}_{31},\ \vec{U}_{23},\ -\vec{U}_{12},\ \vec{U}_{31},\ -\vec{U}_{23}$$

quand $\vec{U}_{12} = \vec{V}_1 - \vec{V}_2$ devient la plus élevée les thyristors Th_{11} et Th_{22} sont susceptibles de conduire. Il faut une impulsion simultanée sur les deux gâchettes des deux thyristors pour qu'ils conduisent. On enverra ces impulsions avec un retard α par rapport à l'instant où $\vec{U}_{12}$ est la tension la plus élevée (figure I.5). Soixante degrés plus loin c'est $-\vec{U}_{31}$ qui est la plus élevée et donc Th_{11} et Th_{23} doivent conduire.

Il faut envoyer des impulsions d'amorçage sur les gâchettes de Th 11 et de Th 23 ; Th 11 étant déjà amorcé, on peut penser que cette nouvelle impulsion sur sa gâchette est inutile, il n'en est rien car dans certaines conditions de fonctionnement (charge dont le cos ϕ est voisin de 1 et retard α important) il a pu se rebloquer. (Fig. I.5.b).

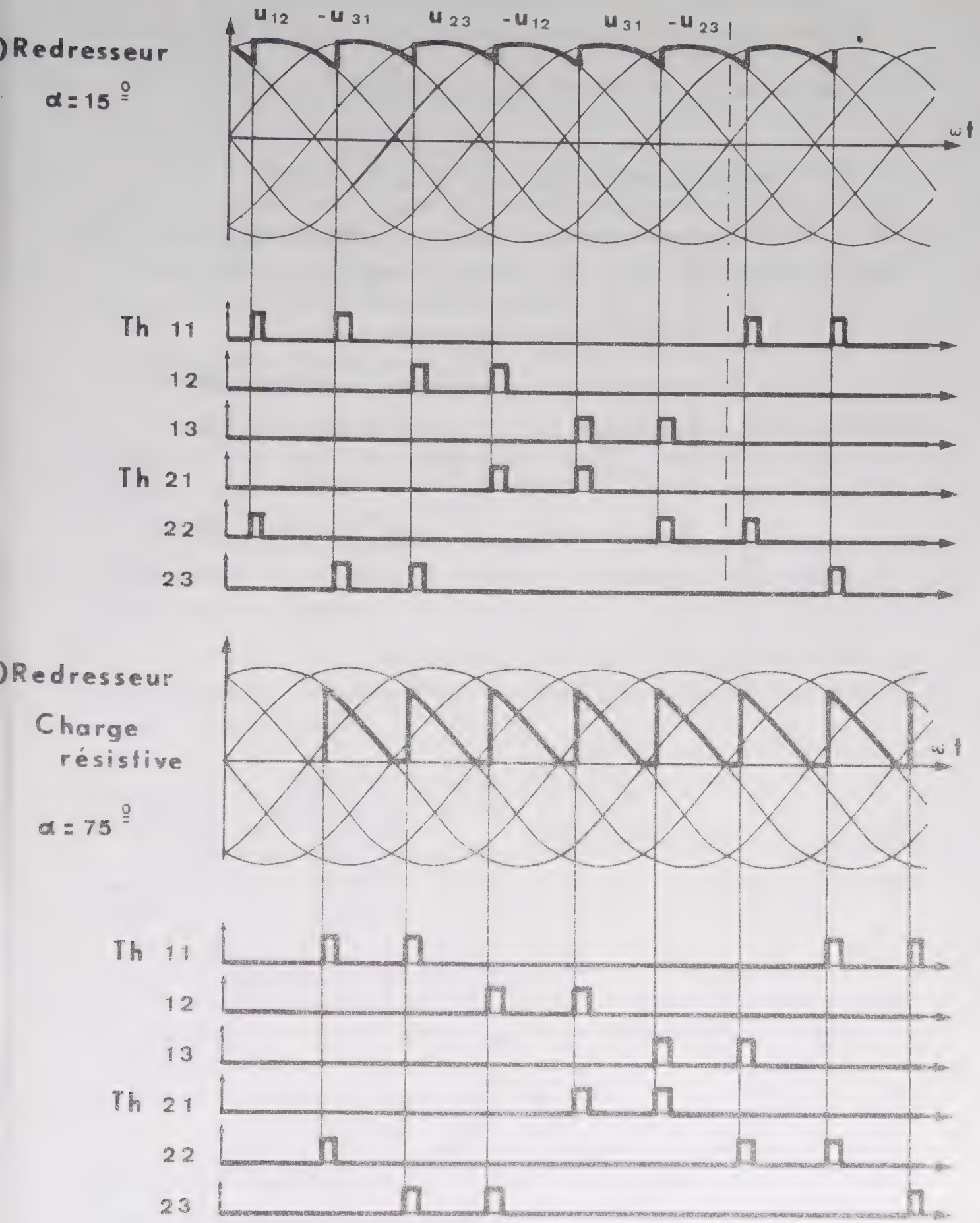


Figure I.5. - Amorçage d'un pont [illegible]

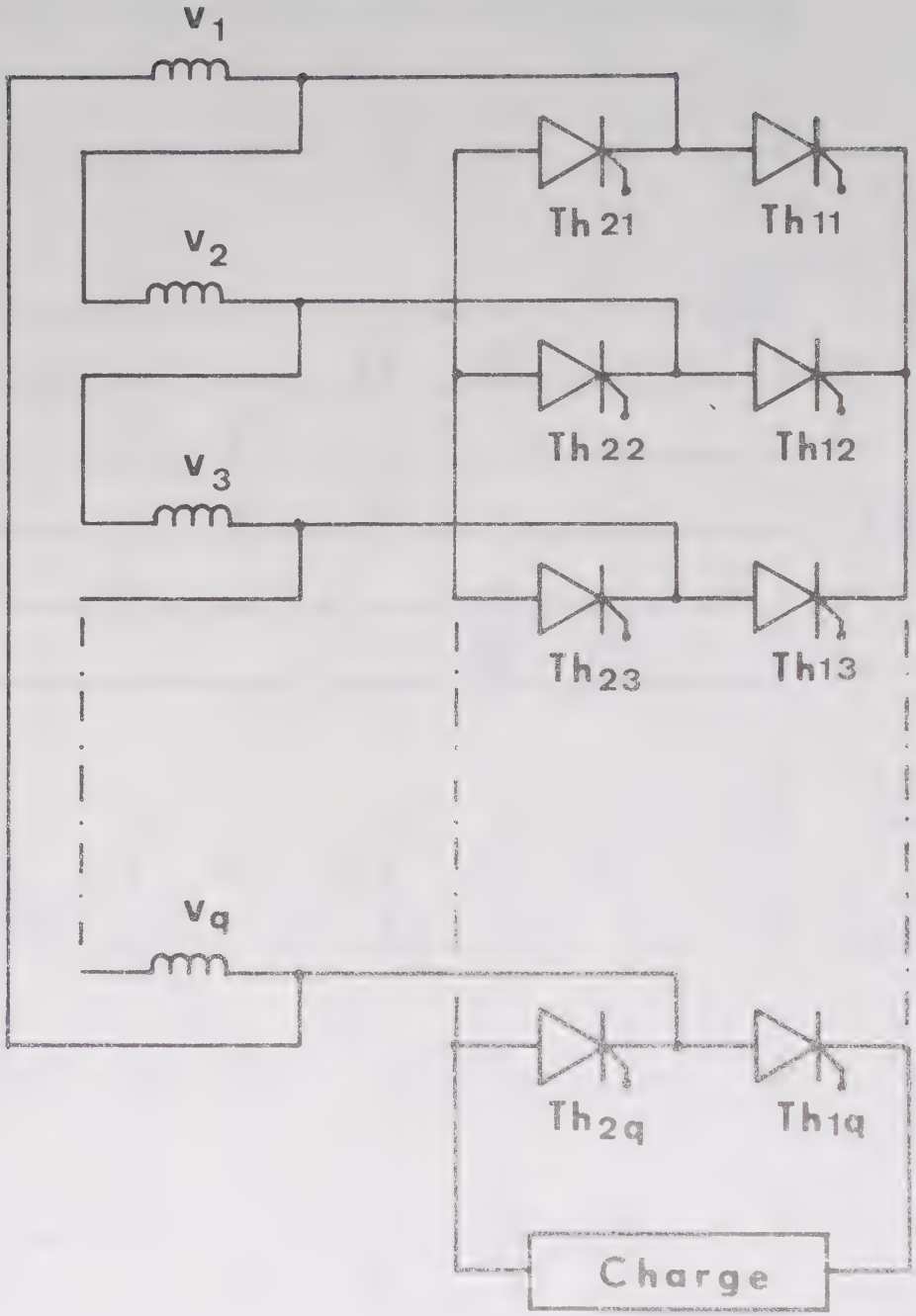


Figure I.7. - Montage type Sq

Ces nouvelles impulsions assurent le fonctionnement de Th 11, la mise en circuit de Th 23 et entraîne par conséquent le reblocage de Th 22.

Ensuite c'est au tour de $\vec{U}_{23}$ de l'emporter et il faut amorcer Th 12 et Th 23, etc.

Cet ensemble d'impulsions doit pouvoir être déphasé en bloc de 0° à 180°. Sur charge très selfique, un retard α compris entre 0 et 90° correspond à un fonctionnement en redresseur, alors que α compris entre 90° et 180° correspond à un fonctionnement en onduleur pour lequel les précautions signalées précédemment au 1.4 doivent être prises.

I.3. Les montages à commutation série

La différence essentielle avec les -précédents est au niveau du transformateur qui est couplé en polygone, alors que les commutateurs à diodes sont inchangés (figure I.7.).

La diode du commutateur "plus positif" reliée au sommet du polygone le plus positif conduit ainsi que la diode du commutateur à plus négatif reliée au sommet du polygone le plus négatif.

Les performances des montages S 3 et PD 3 sont identiques ainsi que le fonctionnement. Les montages type S présentent quelques avantages quand le nombre de phases augmente.

I.4. Les caractéristiques de ces montages {I.2.} {I.3.}

Un tableau des principales caractéristiques de ces montages établi dans l'hypothèse d'un courant constant dans la charge nous permet de comparer leurs performances. (tableau I.1.).

L'hypothèse d'un courant constant dans la charge simplifie le calcul de nombreux résultats. Cette hypothèse est justifiée par le fait que la plupart des récepteurs de puissance sont selfiques, que souvent une inductance de lissage est rajoutée et que par conséquent le courant dans la charge pour $q > 3$ est assez proche d'un courant continu sans ondulations.

Le tableau est établi pour des montages à diodes, il est valable pour des montages à thyristors où $\alpha = 0$. Comme à charge donnée, pour $\alpha > 0$, tous les courants sont inférieurs, la tension inverse maximum inchangée, c'est donc sur les résultats obtenus pour $\alpha = 0$ qu'il faut se baser pour choisir les éléments d'un pont.

Tableau I.1. : PERFORMANCES DES MONTAGES REDRESSEURS

	TYPE Parallèle		TYPE Parallèle double		TYPE Série	
	q pair	q impair	q pair	q impair	q pair	q impair
Tension moyenne de sortie U_{cm}	$\frac{q}{\pi} \times V_{TM} \sin \frac{\pi}{q}$		$\frac{2q}{\pi} \times V_{TM} \sin \frac{\pi}{q}$		$\frac{q}{\pi} V_{TM}$	
Fréquence de l'ondulation résiduelle	$q.f$		$q.f$	$2\,q.f$	$q.f$	$2\,q\,f$
Taux d'ondulation	$\frac{\sqrt{2}}{q^2 - 1}$		$\frac{\sqrt{2}}{q^2 - 1}$	$\frac{\sqrt{2}}{4q^2 - 1}$	$\frac{\sqrt{2}}{q^2 - 1}$	$\frac{\sqrt{2}}{4q^2 - 1}$
Nombre de redresseurs	q		$2\,q$		$2\,q$	
Tension inverse max V_{RIM} sur les redresseurs	$2\,V_{TM}$	$2\,V_{TM} \cos \frac{\pi}{2q}$	$2\,V_{TM}$	$2\,V_{TM} \cos \frac{\pi}{2q}$	$\frac{V_{TM}}{\sin \frac{\pi}{q}}$	$\frac{V_{TM}}{2 \sin \frac{\pi}{2q}}$

On admet que le courant dans la charge est continu et vaut i_c donc charge selfique

Courant max dans un redresseur I_{RM}	I_c		I_c		I_c	
Courant moyen dans un redresseur I_{Rm}	I_c/q		I_c/q		I_c/q	
Courant efficace dans un redresseur I_R	$I_c/\sqrt{q}$		$I_c/\sqrt{q}$		$I_c/\sqrt{q}$	
Courant efficace dans un enroulement secondaire du transformateur I_S	$I_c/\sqrt{q}$		$I_c\sqrt{\frac{2}{q}}$		$\frac{I_c}{2}$	$\frac{I_c}{2} \frac{\sqrt{q^2 - 1}}{q}$
Facteur de puissance secondaire f_s	$\frac{\sqrt{2\,q}}{\pi} . \sin \frac{\pi}{q}$		$\frac{2}{\pi} \sqrt{q} . \sin \frac{\pi}{q}$		$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} . \frac{q}{q^2 - 1}$

Quelques grandeurs de ce tableau ont besoin d'être précisées :

Taux d'ondulation :

C'est la valeur efficace de la première composante du développement en série de Fourier de la tension de sortie sur la valeur moyenne de la tension de sortie.

Facteur de puissance secondaire :

C'est le rapport entre la puissance disponible en continu et la puissance apparente au secondaire du transformateur.

Toutes ces grandeurs sont calculées en supposant les redresseurs parfaits et un transformateur parfait.

De ce tableau les conclusions suivantes peuvent être tirées : les montages type P ont un facteur de puissance faible quand le nombre de phase augmente, leur seul domaine d'application actuel est le redressement de faible tension où le fait d'avoir une seule diode conductrice à la fois limite la chute de tension par rapport aux autres montages.

Pour q > 3 les montages S ont le meilleur facteur de puissance secondaire et sont avantageux. Les performances des montages PD 3 et S 3 sont identiques.

On augmente la fréquence de l'ondulation résiduelle et l'on diminue le taux d'ondulation en augmentant le nombre de phase et surtout en le choisissant impair.

I.5. Les montages mixtes

En commutation retardée pour les montages PD ou S, il est possible d'utiliser q diodes et q thyristors (figure I.8).

L'amorçage est simplifié et le coût de revient est moindre mais le fonctionnement en onduleur est impossible.

La tension redressée est d'ordre q même si q est impair.

La tension moyenne redressée est :

$$U_c = U_{co} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

pour les montages PD ou S.

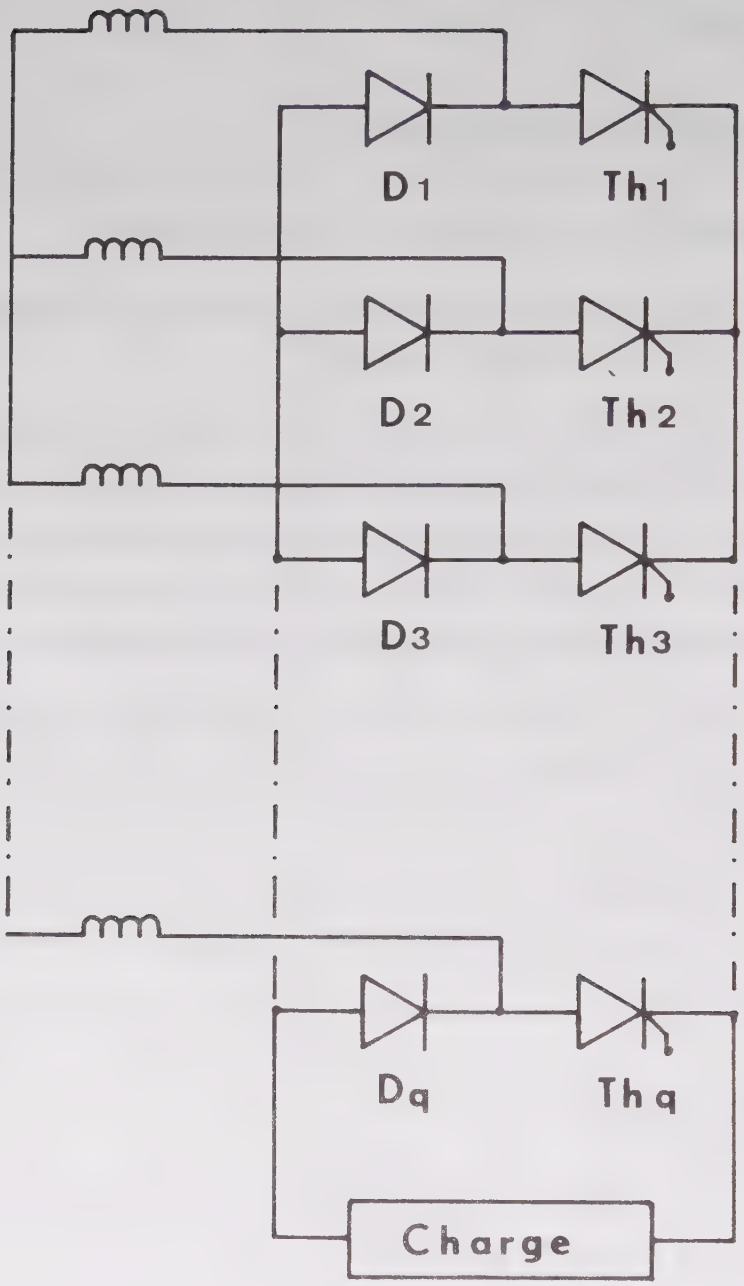


Figure I.8 - Montage type PDq-mixte

Ces montages sont utilisés chaque fois que la tension moyenne de sortie doit varier seulement entre U_{co} et 0, alors qu'elle peut varier de U_{co} à $-U_{co}$ avec un montage "tout thyristor".

I.6. Les associations de montages redresseurs {I.2.} {I.4.} {I.5.}

Il est possible pour augmenter la tension de sortie ou le courant débité d'associer des montages redresseurs en série ou en parallèle.

Il est en principe toujours possible d'associer en série ou en parallèle deux générateurs de performances identiques mais il est avantageux de réaliser une association de montages redresseurs qui permettra une amélioration des performances générales.

Ce sera par exemple une augmentation de l'ordre de la tension redressée obtenue par l'association de 2 montages P 3 en série. La tension redressée est alors d'ordre 6, comme dans le montage P 6, mais sans ses inconvénients.

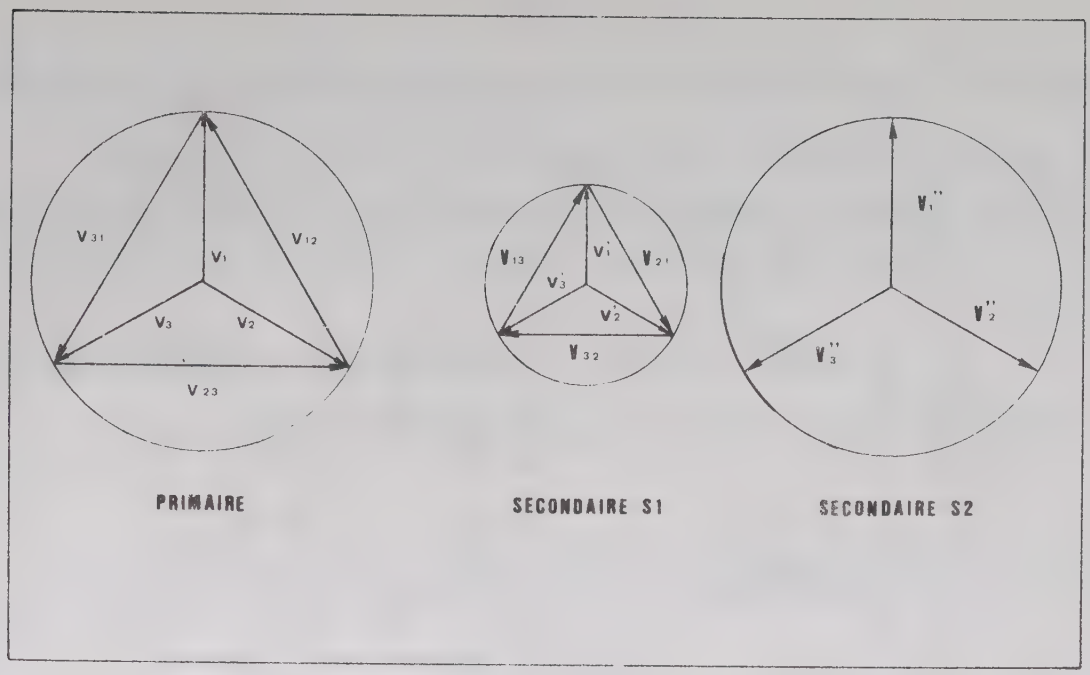
On réduira la puissance apparente prise au réseau en remplaçant un montage mixte unique donnant une tension variant de 0 à U_{co} par l'association en série d'un montage redresseur à diodes donnant une tension de $\frac{U_{co}}{2}$ et un montage "tout thyristor" délivrant une tension comprise entre $-\frac{U_{co}}{2}$ et $+\frac{U_{co}}{2}$.

On voit que les possibilités sont très nombreuses. Nous limiterons notre étude aux associations de montages "tout thyristor" les plus répandues actuellement.

a) Association en série d'un montage PD 3 et d'un montage S 3

On utilise le même transformateur avec 2 secondaires, l'un en étoile, l'autre en triangle (figure I.9.). Il y a donc un décalage de 30° entre les 2 systèmes triphasés si bien que la tension redressée qui est d'ordre 6 pour chacun des montages devient alors d'ordre 12 pour le montage global. On s'arrange pour que les tensions redressées partielles soient les mêmes en ayant un rapport de $\sqrt{3}$ entre le nombre de spires des enroulements secondaires.

Nous avons deux ponts à 6 thyristors chacun, la séquence d'amorçage est celle décrite au 2.2 à répéter une deuxième fois avec un décalage de 30°.



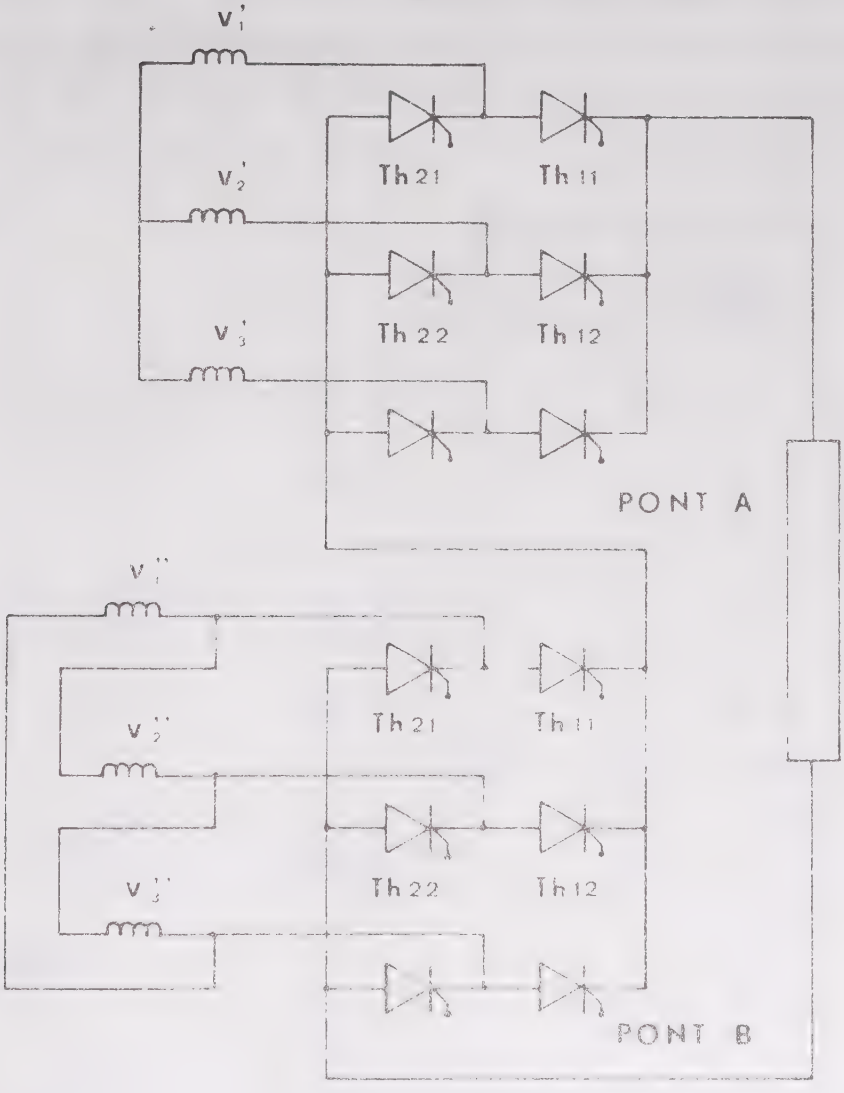


Figure I.9. - Association en série des ponts PD 3 - S 3

a- les tensions secondaires

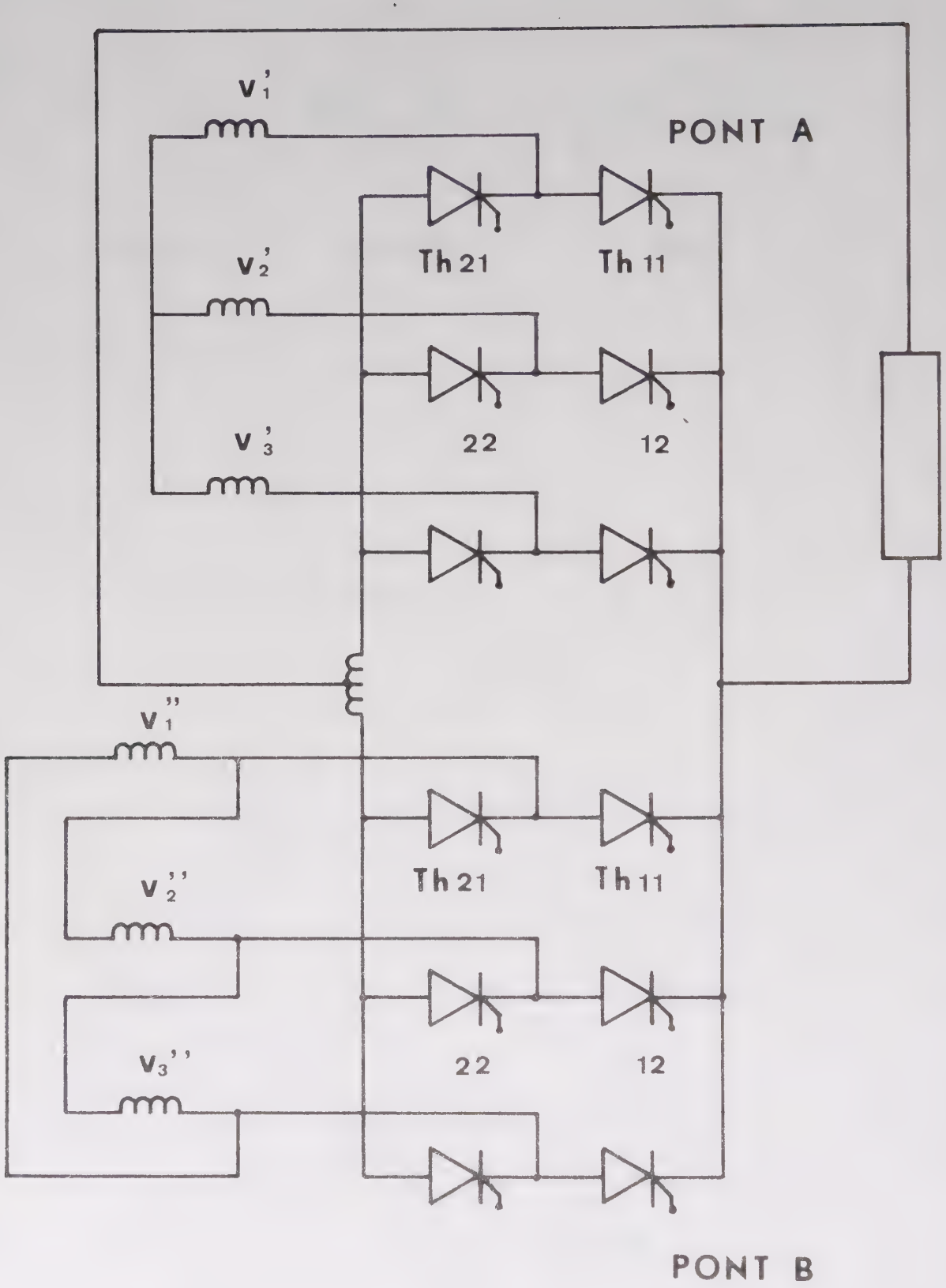


Figure I.10. - Association de ponts PD 3 - S 3 en parallèle avec bobine d'interphase.

b) Association en parallèle d'un montage PD 3 et d'un montage S 3 (figure I.10.)

C'est une association très voisine de la précédente, le même transformateur peut être utilisé. La moyenne des tensions redressées est réalisée par une bobine interphases, la séquence d'amorçage est la même.

c) Montage réversible "antiparallèle" {I.4.} {I.7.}

Il est constitué de deux ponts S 3 ou PD 3 montés tête-bêche (figure I.11.).

Chacun de ces ponts permet une variation de la tension redressée de $+ U_{co}$ à $- U_{co}$, ce montage permet de plus le contrôle du courant dans les deux sens.

Afin que les deux ponts ne conduisent jamais simultanément le déblocage de l'un ne peut être autorisé qu'après s'être assuré que l'autre est effectivement bloqué. Comme d'autre part chacun des redresseurs peut fonctionner en onduleur, les impulsions de gâchette doivent être maintenues tant que le pont est conducteur. Ces fonctions de validation des impulsions de gâchette sont aisément assurées par un dispositif logique simple {I.8.} {I.9.}.

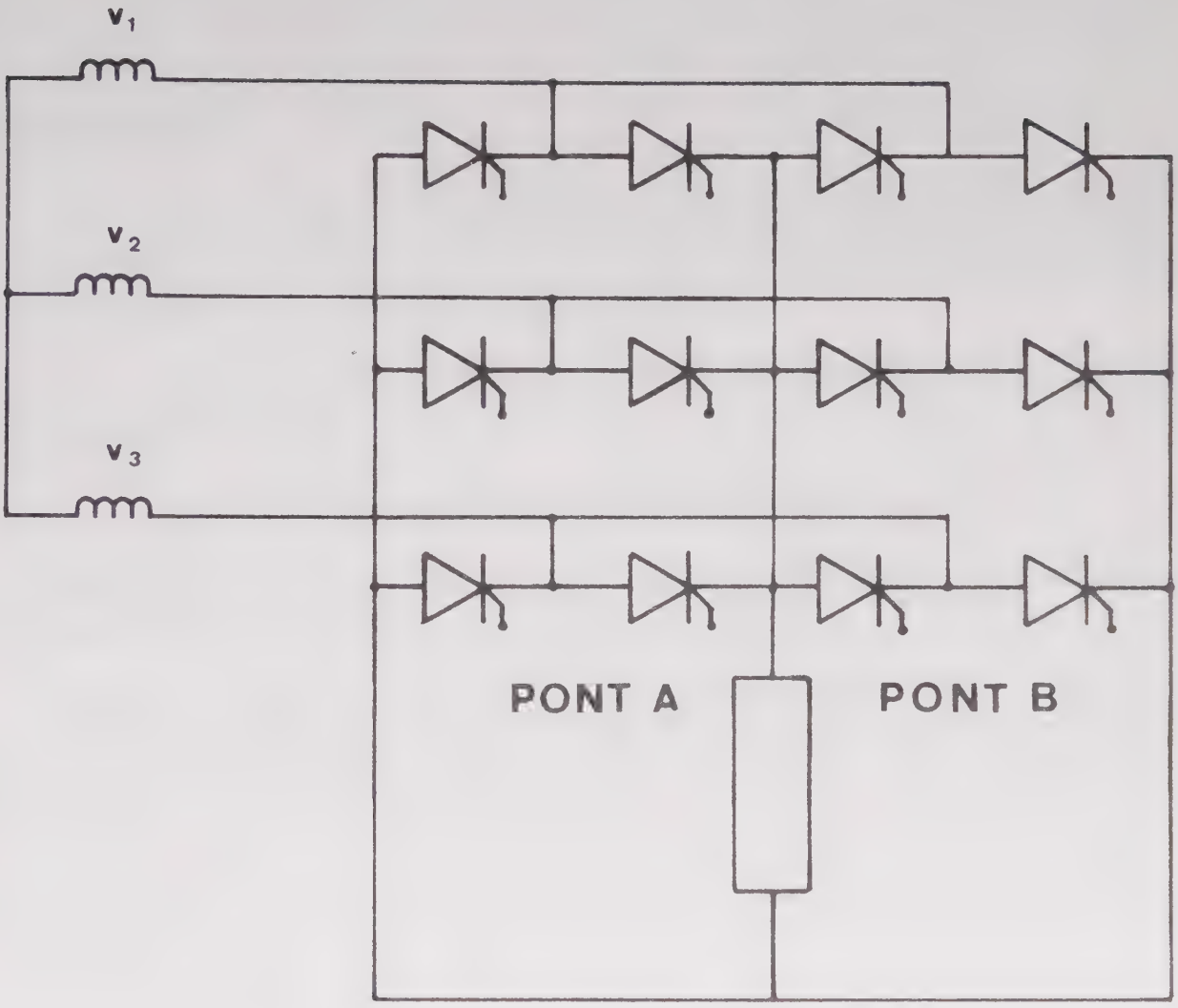
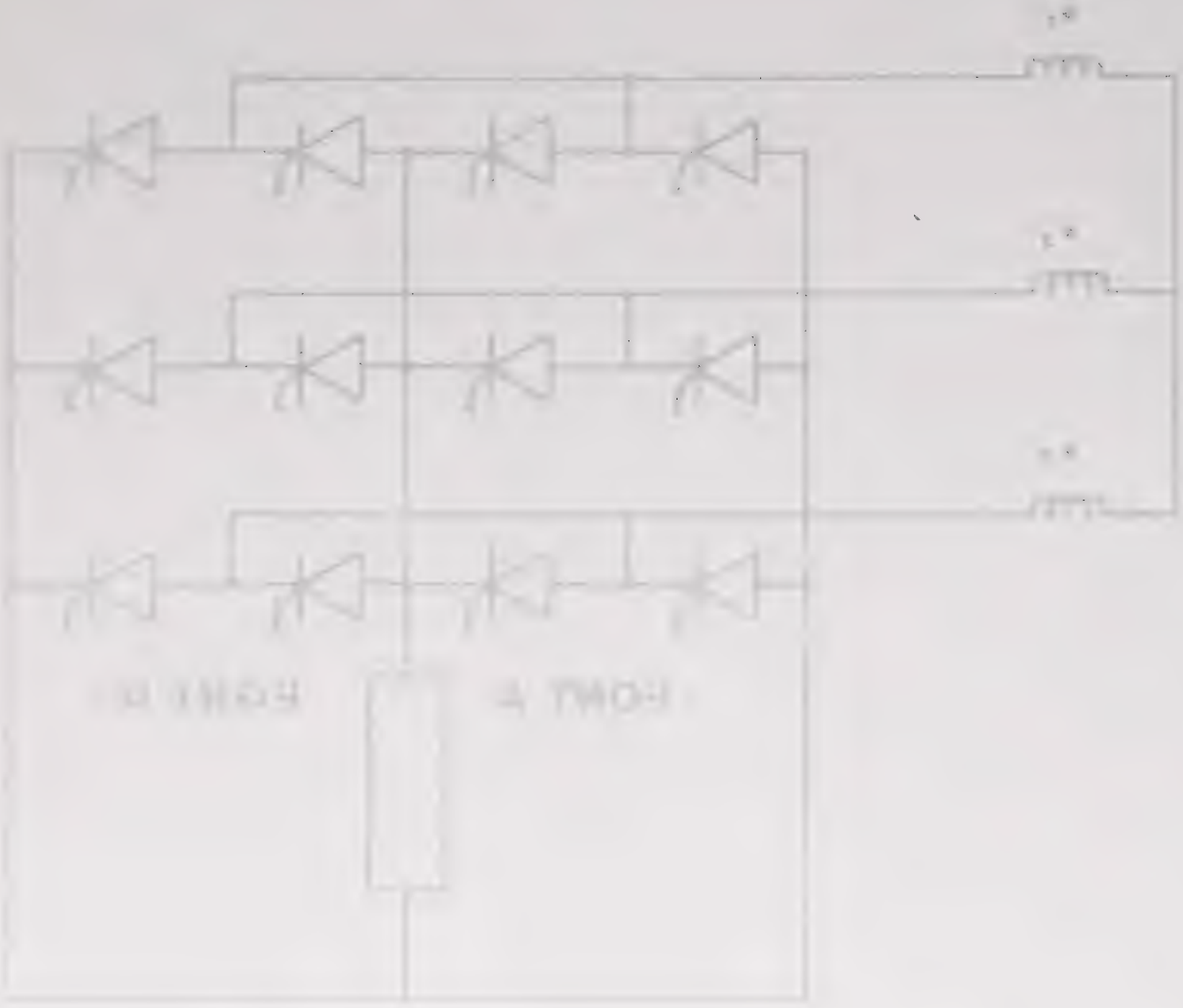


Figure I.11. - Montage réversible antiparallèle



CHAPITRE II

LES CIRCUITS DE COMMANDE

INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent nous avons étudié les propriétés de divers montages redresseurs en commutation retardée, en nous supposant maître de l'instant d'amorçage de chacun des thyristors.

Nous décrivons ici les circuits de commande chargés d'élaborer les impulsions d'amorçage.

Deux fonctions distinctes doivent être réalisées :

- L'amorçage : il est provoqué par des signaux de gâchette dont les caractéristiques doivent être adaptées au thyristor commandé.

- L'organisation des instants d'amorçage : En fonction du montage redresseur et de signaux de commande externes il faut élaborer la séquence d'amorçage relative à chacun des thyristors.

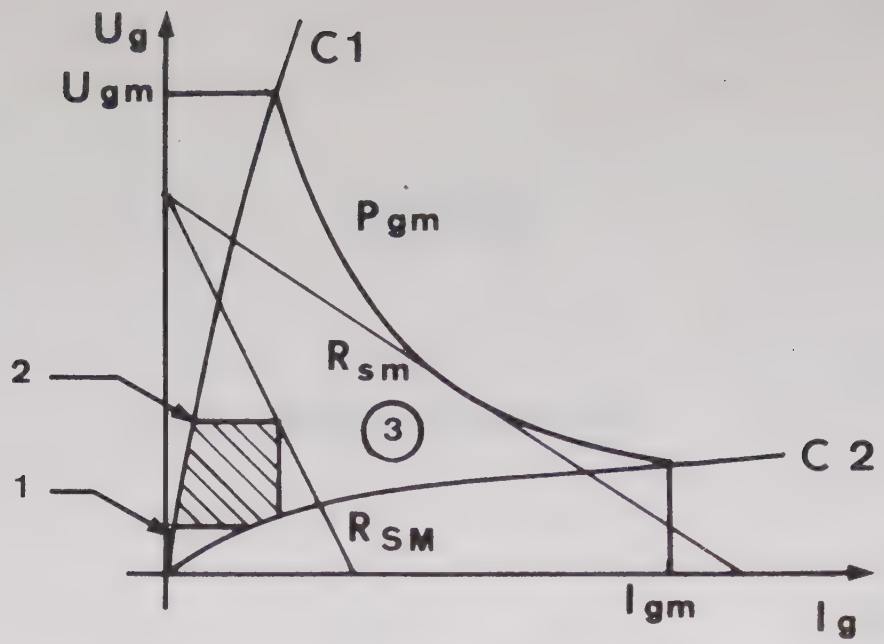


Figure I.12. - Caractéristique de la jonction gâchette-cathode à l'amorçage

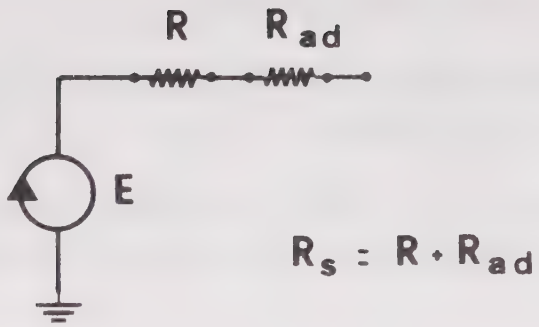


Figure I.14. - Schéma équivalent du circuit amorceur

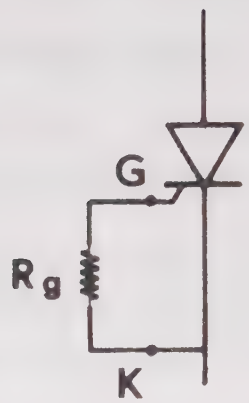


Figure I.13. - Amélioration de la tenue au blocage

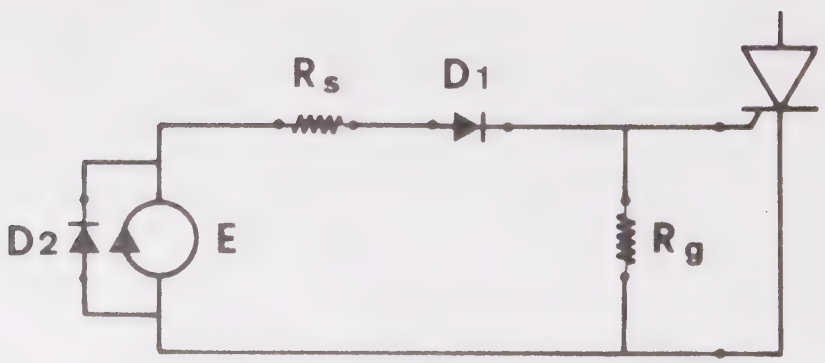


Figure I.15. - Représentation du circuit amorceur

II.1. L'amorçage d'un thyristor {I.10.} {I.11.} {I.12.}

Afin de définir les caractéristiques du circuit amorceur nous allons rappeler les caractéristiques essentielles présentées par la gâchette d'un thyristor.

1.1. Les caractéristiques d'amorçage par la gâchette

a) Caractéristique courant-tension de la jonction gâchette-cathode à l'amorçage.

Lorsque le thyristor est bloqué, la caractéristique gâchette-cathode est celle d'une jonction P.N.. Du fait de la grande dispersion sur les caractéristiques des éléments d'une même série, le constructeur fournit pour un type donné de thyristors un réseau de caractéristiques possibles. La caractéristique U_g-I_g du thyristor dont nous voulons définir le circuit d'amorçage, se trouve entre les deux courbes extrêmes C_1, C_2 (figure I.12).

Le thyristor étant polarisé en direct, l'amorçage a lieu en injectant un courant de gâchette suffisant. Les caractéristiques de gâchette fournies par le constructeur définissent, pour une gamme de température spécifiée, trois zones de fonctionnement.

Région 1 : aucun amorçage n'aura lieu.

Région 2 : elle contient l'ensemble des points d'amorçage des divers thyristors du type donné.

Région 3 : c'est la zone d'amorçage certain car pour une caractéristique de thyristor donnée elle correspond à un courant gâchette plus élevé que dans la région 2.

Les constructeurs stipulent d'autre part une série de valeurs à ne pas dépasser sans risque de dommage pour le thyristor. Les valeurs instantanées de la tension U_{gm} et du courant I_{gm} sont limitées. Les contraintes les plus strictes proviennent de considérations thermiques sur l'échauffement de la jonction. La puissance P dissipée dans la jonction est limitée en valeur moyenne à P_{gm} et en valeur instantanée à P_{gi}. Le signal de gâchette étant le plus souvent rectangulaire et de rapport cyclique τ/T, c'est l'hyperbole $P_g = P_{gm} \cdot \frac{\tau}{T}$, du plan U_g, I_g qui définit la zone de fonctionnement correcte. En diminuant la durée de l'impulsion tout en gardant constante la puissance moyenne il faut veiller à ne pas dépasser la puissance instantanée maximale.

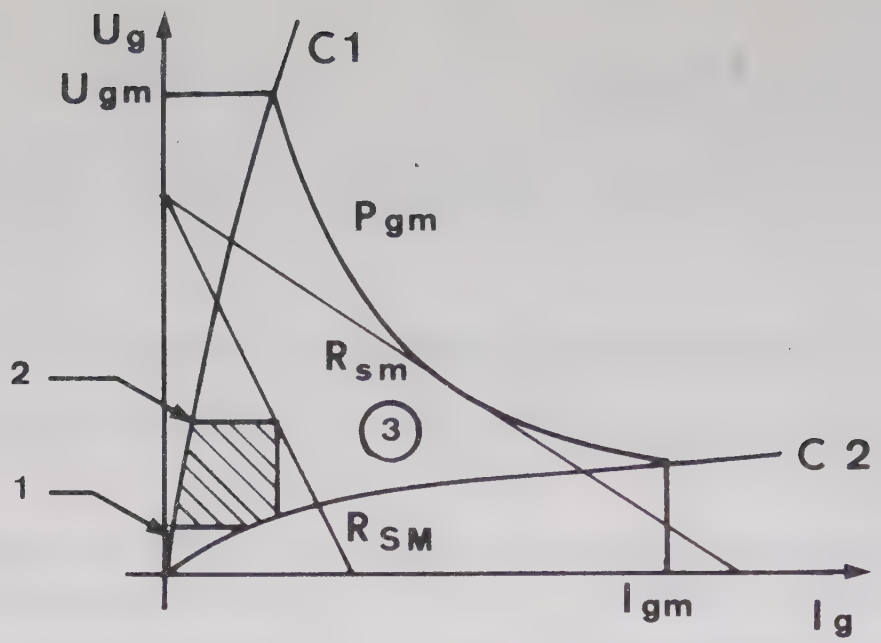


Figure I.12. - Caractéristique de la jonction gâchette-cathode à l'amorçage

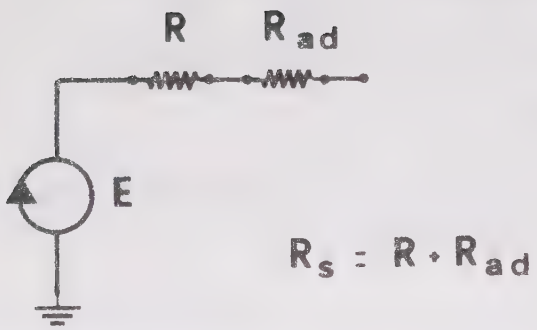


Figure I.14. - Schéma équivalent du circuit amorceur

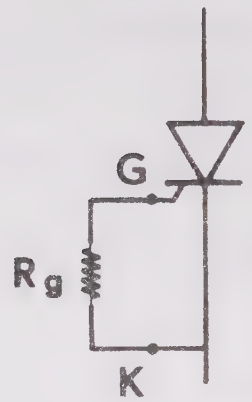


Figure I.13. - Amélioration de la tenue au blocage

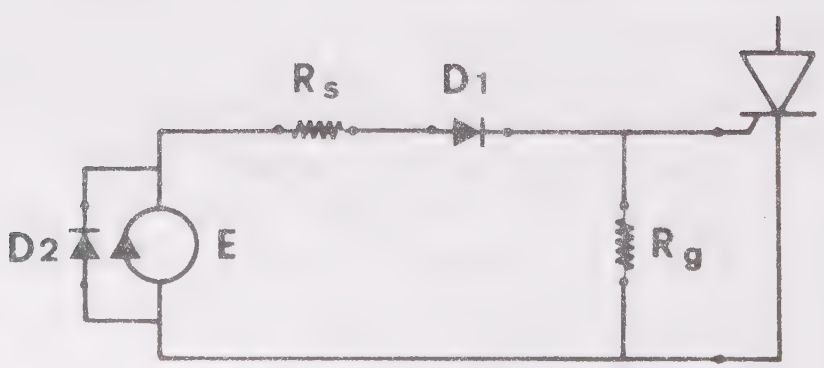


Figure I.15. - Représentation du circuit amorceur

b) Caractéristique inverse de la jonction gâchette-cathode

La tenue au blocage et au dv/dt du thyristor polarisé par une tension directe est améliorée par l'adjonction d'une résistance en parallèle sur la jonction gâchette-cathode (figure I.13). C'est la circulation d'un courant de gâchette inverse qui provoque l'augmentation de la limite de la tension de blocage. On améliore encore ces performances par une polarisation négative de la gâchette. Il ne faut cependant pas dépasser la valeur maximale tolérable.

Les dispositifs de polarisation en inverse de la gâchette ne se justifient plus guère que pour les thyristors de faible puissance et dans des cas vraiment très particuliers. Par contre, dans les cas les plus fréquents il faut se prémunir des tensions inverses transitoires qui peuvent être produites par les circuits d'amorçage (transformateur d'impulsion).

c) Comportement du circuit de gâchette lorsque le thyristor est amorcé.

Tout en gardant une puissance moyenne constante, $P_{gm\tau}$ peut devenir inférieure à P_{gi} mais n'est alors plus significative. Dans ce cas, la valeur limite est imposée par P_{gi}.

Le circuit d'amorçage générateur de l'impulsion de gâchette se représente par un générateur de tension E et d'impédance de sortie R, (Figure I.14.). Généralement la durée τ de l'impulsion de commande ainsi que la tension crête E sont fixées, l'adaptation au thyristor utilisé se fait par le choix de R_{ad}. La droite de charge $U_g = - R_s I_g + E$ doit être entièrement comprise dans la zone d'allumage certain $R_s < R_{sM}$. La puissance dissipée doit être inférieure à la puissance maximum permise soit $R_s < R_{sm}$.

Remarque :

Les caractéristiques de puissance maximale dissipable dans la jonction gâchette-cathode varient peu suivant le type de thyristors. Ainsi pour une puissance moyenne $P_{gm} = 0,5$ watt et une puissance instantanée $P_{gi} = 5$ w, on trouve des thyristors dont le courant efficace direct est compris entre 7 et 110 A.

Il en résulte que, du point de vue de la puissance fournie, le même circuit amorceur peut s'adapter à un très grand nombre de thyristors. Lorsque le thyristor est amorcé, il est parcouru par le courant principal I_a et il apparaît une tension directe aux bornes de la jonction gâchette-cathode. Elle se comporte comme un génrateur de tension et débite dans le circuit amorceur. On limite le courant inverse en faisant débiter ce générateur de tension dans une impédance élevée.

I.2. L'impulsion d'amorçage

a) L'amplitude

L'étude des caractéristiques de gâchette faite précédemment nous amène à utiliser le circuit amorceur de la figure I.15.

E et R_s sont choisis de façon à provoquer l'amorçage à coup sûr de tous les thyristors de la série.

R_s étant généralement faible, D_1 évite que le courant inverse de gâchette soit trop important lorsque le thyristor est conducteur et que E est revenue à zéro, D_2 évite que les tensions transitoires inverses apparaissant aux bornes de E, atteignent la jonction gâchette-cathode.

b) La durée

La durée minimale dépend essentiellement de la nature de la charge du thyristor. Lorsque le circuit d'anode est selfique, l'impulsion doit être maintenue tant que le courant d'anode est inférieur à la valeur du courant minimum d'enclenchement. Ce cas est à envisager lors d'un régime discontinu sur charge selfique.

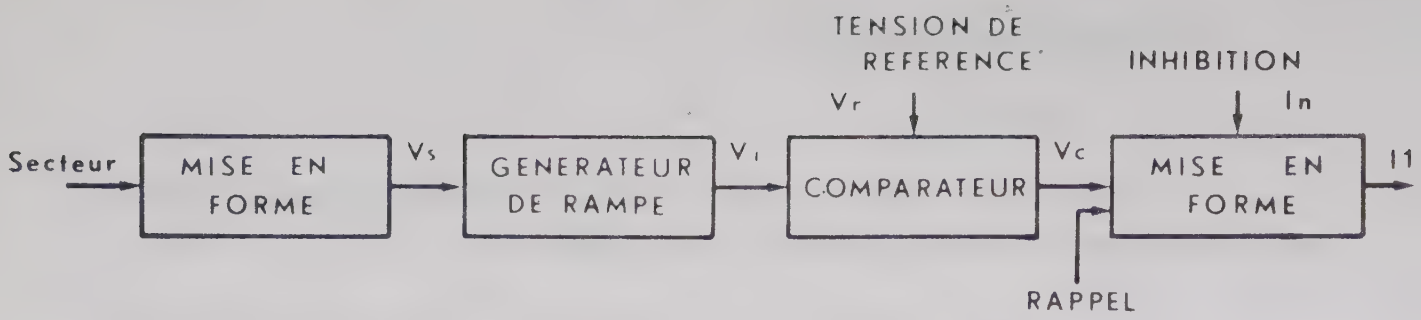
Sur charge résistive, la durée minimale est fixée par le temps de commutation direct du thyristor.

Les considérations de puissance maximale dissipée dans la gâchette fixent la durée maximale de l'impulsion de gâchette.

c) Le temps de montée de l'impulsion de gâchette

Au début de l'amorçage, seule une zone étroite autour de la gâchette peut conduire. Si la variation du courant d'anode $\frac{dI_a}{dt}$ est élevée, une densité de courant importante apparaît dans cette zone et peut provoquer la destruction de l'élément par perçage thermique du cristal autour de la gâchette.

Afin d'éviter ce phénomène il faut que la plus grande surface possible soit concernée par la conduction et cela le plus rapidement possible. Ceci est obtenu grâce à un faible temps de montée de l'impulsion gâchette. Le constructeur spécifie généralement la valeur du $\frac{dI_a}{dt}$ à ne pas dépasser pour des conditions d'amorçage fixées.



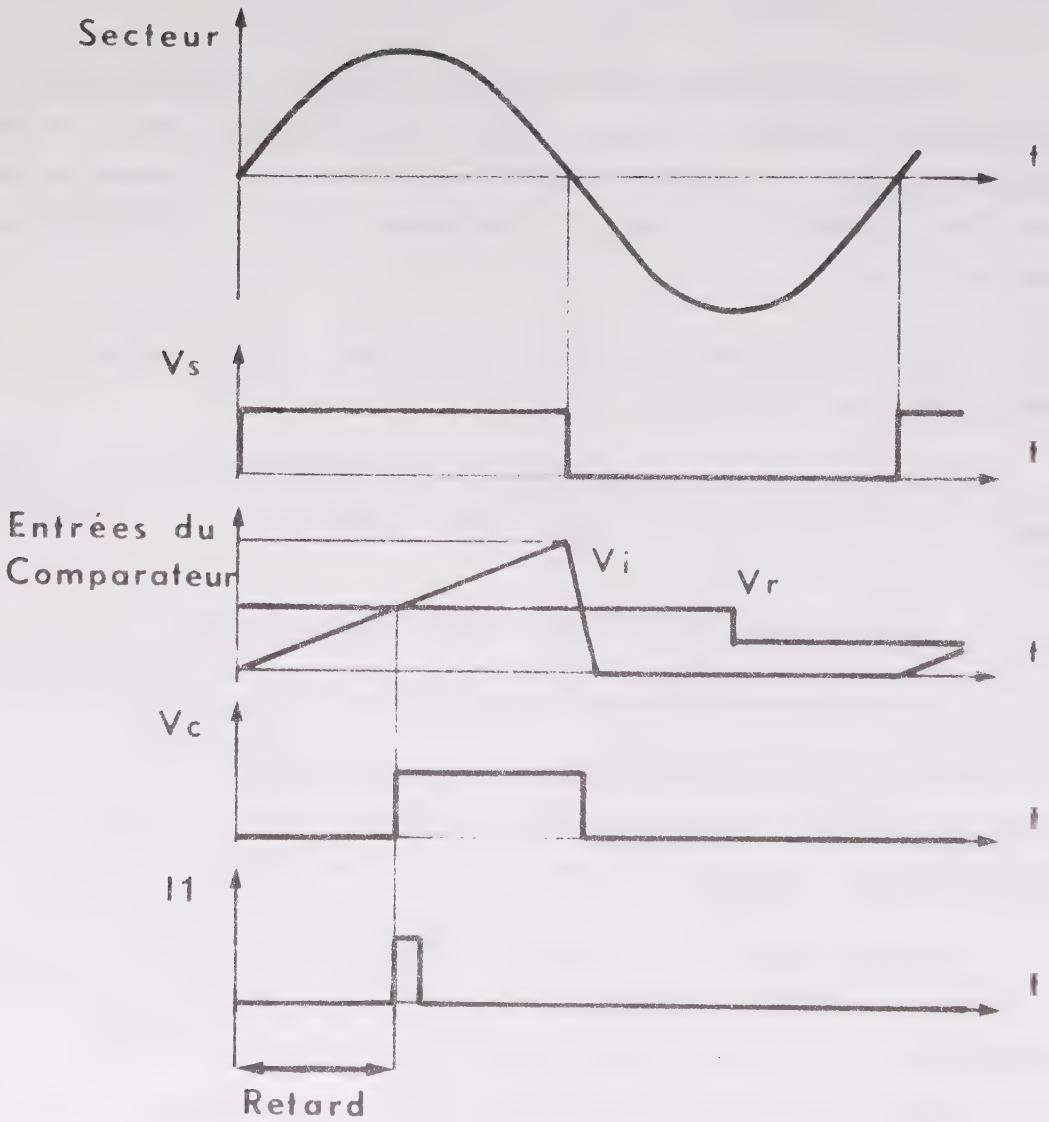


Figure I.16. - Principe de l'amorçage en monophasé

Conclusion :

Ces quelques considérations sur l'amorçage nous permettent de définir le système amplificateur d'impulsions qui, commandé par des impulsions basse puissance délivrées par des circuits logiques, sera capable d'attaquer convenablement les gâchettes de thyristors.

La commande de plusieurs thyristors montés en pont nécessite un isolement galvanique entre l'électronique et les circuits de puissance. Il est généralement réalisé au niveau de la gâchette par un transformateur d'impulsions. Les caractéristiques demandées à l'impulsion transmise peuvent alors devenir contraignantes.

(On trouvera un exemple de réalisation d'un amplificateur d'impulsion au paragraphe III.3. du chapitre II - Figure II.25).

II.2. La fonction réalisée par les systèmes d'amorçage {I.10.} {I.13.}

Nous allons décrire ici le principe de fonctionnement des circuits permettant le positionnement de l'impulsion d'amorçage. L'étude faite au paragraphe précédent nous permet d'être sûrs que ce signal amplifié par l'étage amplificateur d'impulsions de gâchette provoquera réellement l'amorçage. Nous expliquerons la fonction réalisée grâce à l'exemple simple de l'amorçage en monophasé. Les techniques utilisées pour l'amorçage des thyristors d'un pont polyphasé seront décrites ensuite.

2.1. Principe en monophasé

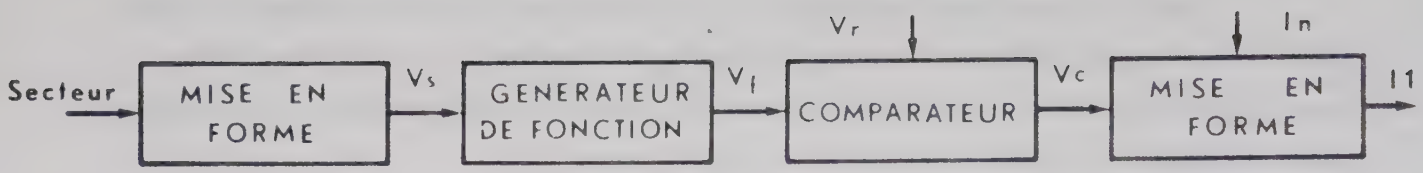
a) Description du fonctionnement.

Le système doit délivrer une impulsion unique par période du secteur : I_1 (figure I.16.). Le déphasage de cette impulsion par rapport à la tension secteur est commandé par l'utilisateur qui règle la tension continue de référence V_R.

Le bloc-diagramme décrivant le fonctionnement des circuits déphaseurs généralement utilisés est représenté.

L'intégrateur, synchronisé sur le secteur, génère pour chaque demi-période positive une tension en rampe évoluant entre 0 et $V_{R\ Max}$.

L'impulsion est délivrée lorsque la tension de rampe atteint la valeur de référence V_R.



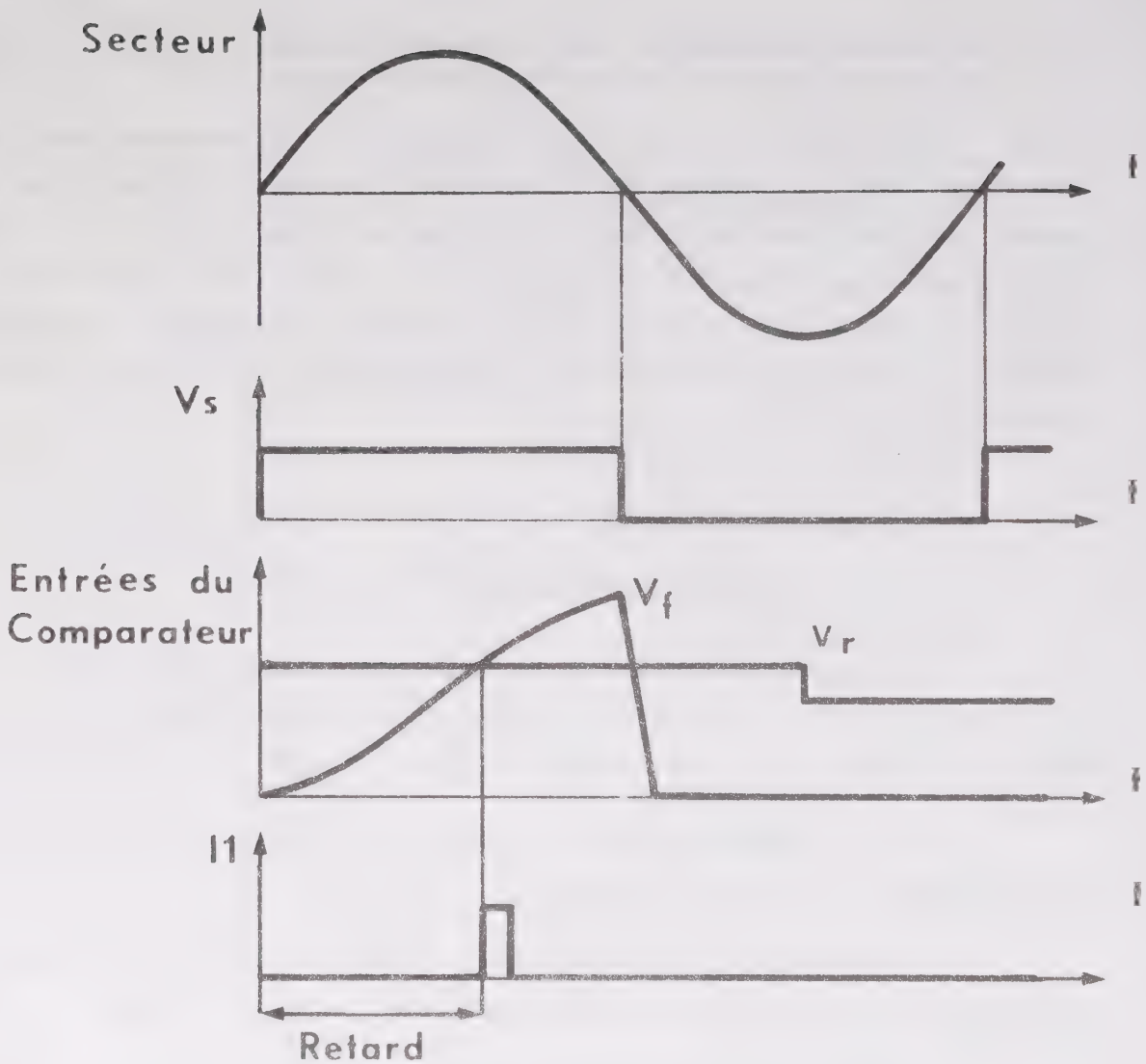


Figure I.17. - Linéarisation de la fonction $U_{ca} = f\ (V_R)$

Le réglage de V_R entre 0 et $V_{R\ Max}$ permet d'obtenir un déphasage α variant entre 0 et 180° et proportionnel à la tension de référence : la commande est linéaire. Cette propriété du système d'amorçage est rarement une qualité impérativement demandée. C'est la linéarité entre la tension de sortie du pont redresseur et la tension de commande qui peut être parfois nécessaire. Ceci nécessite un étage de linéarisation (figure I.17.). La fonction liant le déphasage α à la tension de commande lorsqu'elle n'est pas linéaire est le plus souvent de la forme :

$$\alpha = \text{Arc cos} \frac{V_{R\ Max} - 2\ V_R}{V_{R\ Max}}$$

lorsque V_R varie de 0 à $V_{R\ Max}$.

Cette fonction permet, par exemple, l'obtention d'une loi linéaire entre la tension de sortie d'un pont PD 3 complet fonctionnant sur une inductance pure et la tension de référence.

b) Les fonctions annexes.

Des ordres de suppression de l'impulsion d'amorçage peuvent être émis par le système régulateur. Cette fonction est impérative pour les circuits de commande de ponts de thyristors montés en antiparallèle : l'un des ponts doit être maintenu au blocage tant que l'autre pont est conducteur. Il faut alors inhiber l'impulsion afin qu'elle ne soit pas transmise à la gâchette du thyristor. La commande d'inhibition est indépendante de la tension de référence, son effet est prioritaire. Le blocage de l'impulsion s'effectue aisément au niveau de l'étage de mise en forme.

Les impulsions de rappel :

Nous verrons ultérieurement, lors de l'étude des systèmes de commande polyphasés que, pour certains modes de fonctionnement, deux impulsions d'amorçage par période sont nécessaires.

La deuxième impulsion est élaborée par un dispositif indépendant, elle est transmise au thyristor grâce à un "OU logique" effectué au niveau de l'étage de mise en forme.

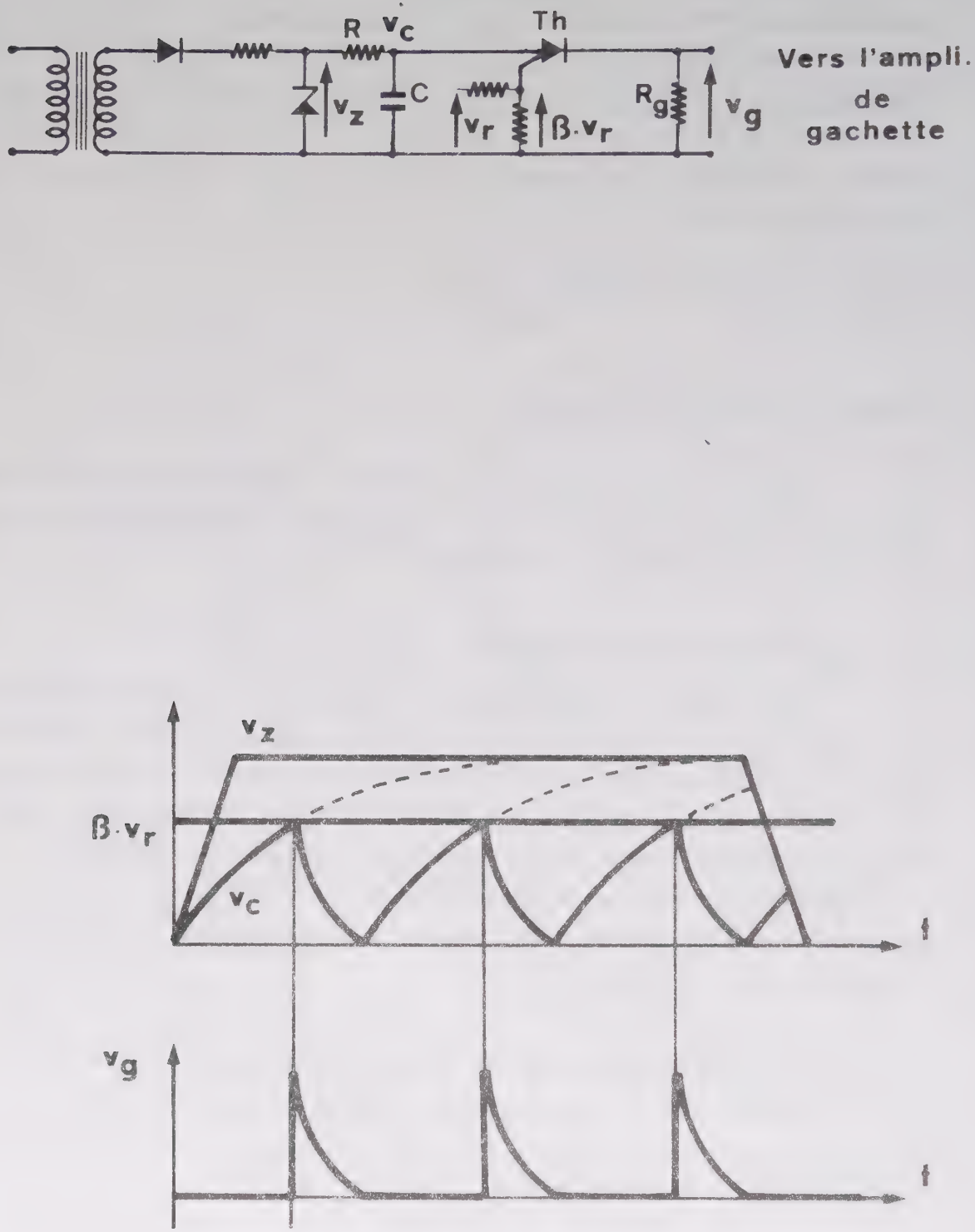


Figure I.18. - Le circuit de base

La butée onduleur :

Lors de l'étude du fonctionnement d'un pont en onduleur nous avons montré qu'il était dangereux d'atteindre un angle de retard à l'amorçage trop voisin de 180°. Il faut limiter α à la valeur α_o : fonction de l'inductance située en amont des redresseurs.

$\alpha < \alpha_o <$ 180 degrés.

Un moyen simple interdisant toute valeur d'angle de retard supérieur à la butée est la saturation de la tension de référence V_R à la valeur V_{RO}. V_{RO} est choisie, de telle sorte que, quelles que soient les fluctuations possibles sur la rampe d'intégration, l'égalité entre V_i et V_{RO} doit avoir lieu pour $\alpha < \alpha_o$.

On améliore la sécurité du fonctionnement lors de la marche en onduleur en forçant l'apparition de l'impulsion pour $\alpha = \alpha_{ond}$ à chaque période du secteur. On évite ainsi les cas de décrochage du pont dûs à l'absence de l'impulsion d'amorçage (Chap. I - paragraphe 1.4.).

La sécurité voudrait que cette impulsion de marquage soit élaborée par un circuit totalement indépendant du circuit de base. En réalité, on se contente, le plus souvent, de réaliser les étages de déphasage et de comparaison, nécessaires à l'élaboration de cette impulsion indépendamment du circuit de base.

c) Des exemples {I.3.} {I.10.} {I.11.}

La technologie utilisée est décrite ici à l'aide de quelques exemples de réalisations de systèmes de commande monophasés.

Exemple 1 : le circuit de base (figure I.18)

C'est une réalisation particulièrement simple à partir de laquelle de nombreuses variantes peuvent se concevoir (en particulier l'amorçage en bi-alternance). On reconnaît successivement l'étage de mise en forme, l'intégrateur particulièrement simple ici puisqu'il est constitué d'un simple réseau RC ; le comparateur est réalisé par le thyristor à gâchette d'anode Th, (plus connu commercialement sous le nom de transistor unijonction programmable T.U.P.) qui devient conducteur et décharge la capacité C lorsque le potentiel d'anode devient supérieur à la tension gâchette. L'angle de retard α augmente lorsque la tension V_R augmente.

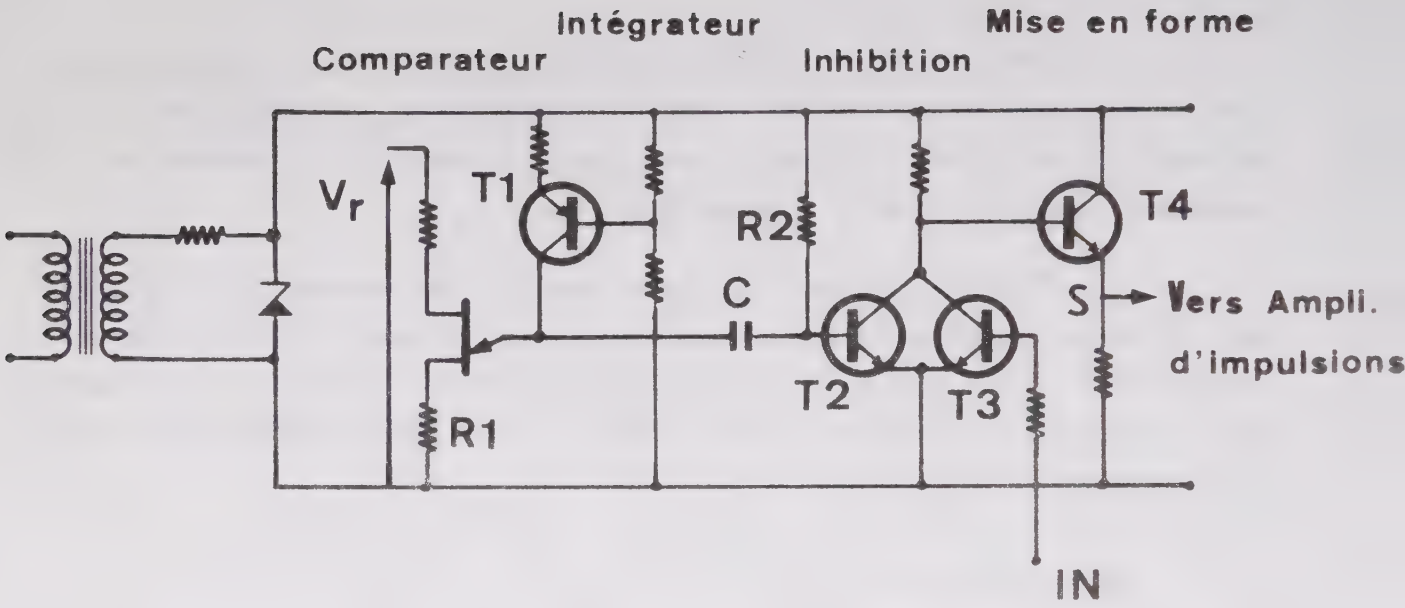


Figure I.19. - Linéarisation de la fonction $\alpha = f(V_r)$

Ce circuit qui convient très bien pour un réglage grossier effectué manuellement est plus difficilement utilisable à des fins de régulation, la caractéristique de transfert est en effet loin d'être linéaire. Il ne peut, en tout cas, pas être utilisé pour la commande de montages redresseurs double-voie où l'apparition de la deuxième impulsion appliquée à un thyristor doit être contrôlée.

Exemple 2 : (Figure I.19).

Il présente quelques perfectionnements par rapport au circuit précédent. On a en particulier linéarisé l'évolution de la tension aux bornes de la capacité en réalisant une charge à courant constant. A cet effet, le transistor T_1 est monté en générateur de courant constant.

Les transistors T_2, T_3, T_4 permettent la mise en forme du signal de gâchette ainsi que le blocage de l'impulsion qui a lieu lorsque l'entrée IN est au niveau haut. Lors de la charge de la capacité, la résistance R_2 assure la saturation de T_2, T_4 est bloqué, S = 0.

Lorsque le transistor unijonction devient conducteur la capacité C se décharge brusquement, ceci provoque le bloquage du transistor T_2 et donc un niveau haut en S. La durée de l'impulsion de sortie est fixée par la constante de temps de décharge : $(R_1 + R_2)$ C.

Lorsque l'entrée d'inhibition est au niveau haut, le transistor reste saturé quel que soit l'état de T_2, S reste donc constamment au niveau bas.

Remarque :

Les fabricants de composants à semi-conducteurs proposent ces circuits de commande particulièrement simples sous forme intégrée.

Exemple 3 :

Lorsque le dispositif de régulation, pilotant le système de commande des thyristors, nécessite l'emploi de circuits électroniques et impose l'utilisation d'alimentations régulées, les diverses fonctions du système de commande sont réalisées à l'aide d'une circuiterie plus habituelle (figure I.20.).

La tension du réseau filtrée, appliquée à l'étage différentiel T_1, T_2 permet d'obtenir les signaux S et $\overline{S}$ respectivement en phase et en opposition de phase avec le secteur. Des circuits intégrateurs RC, associés aux circuits logiques permettent d'obtenir le signal de synchronisation V_{Sy} (figure I.21).

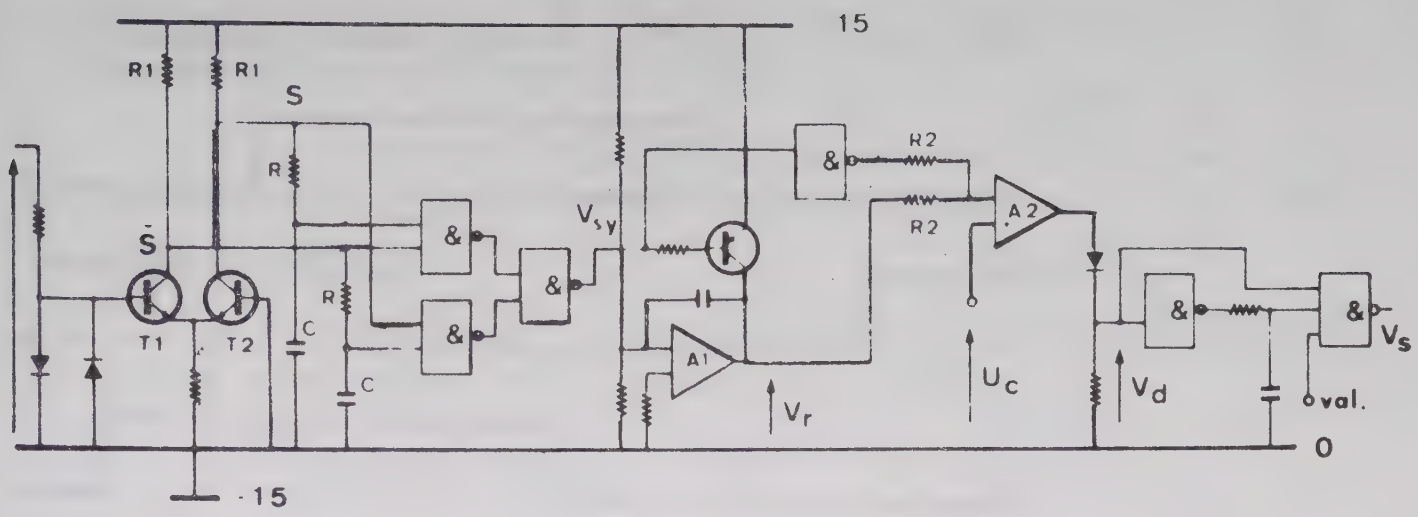


Figure I.20. - Le circuit de l'exemple 1.

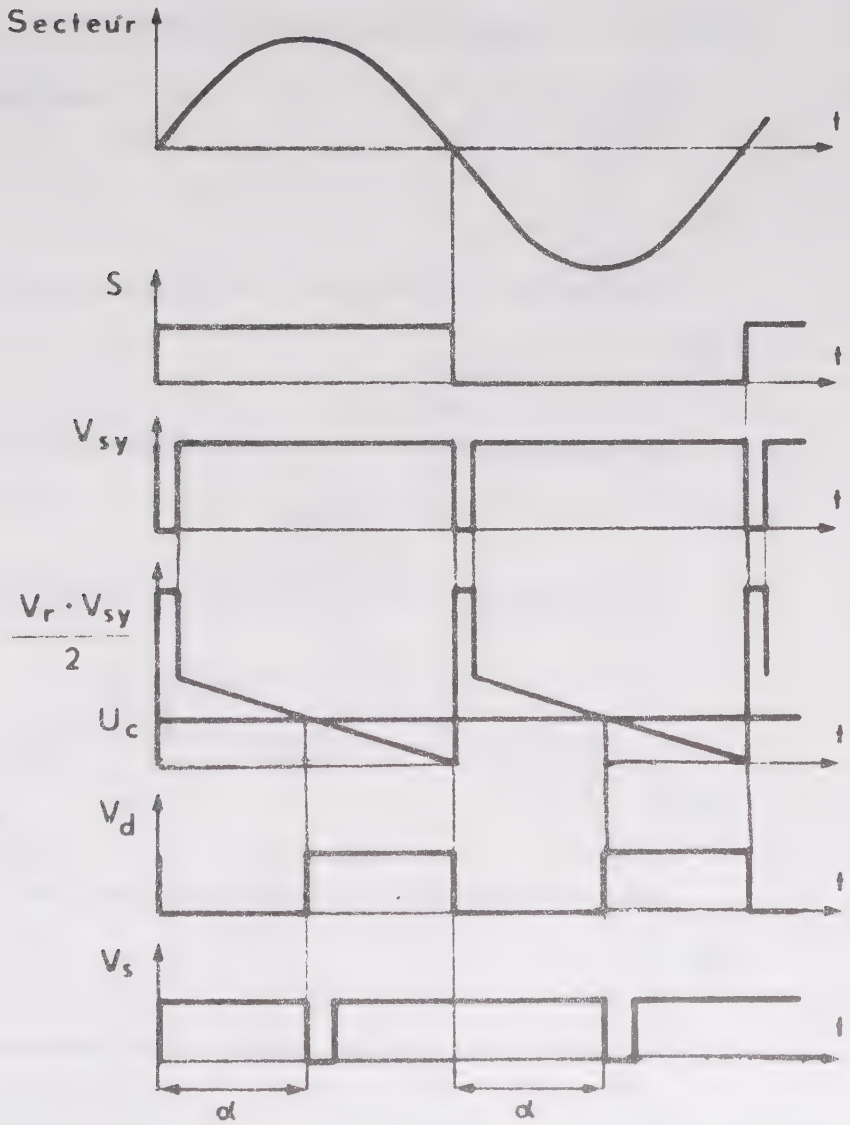


Figure I.21. - Les formes d'onde relatives à ce circuit.

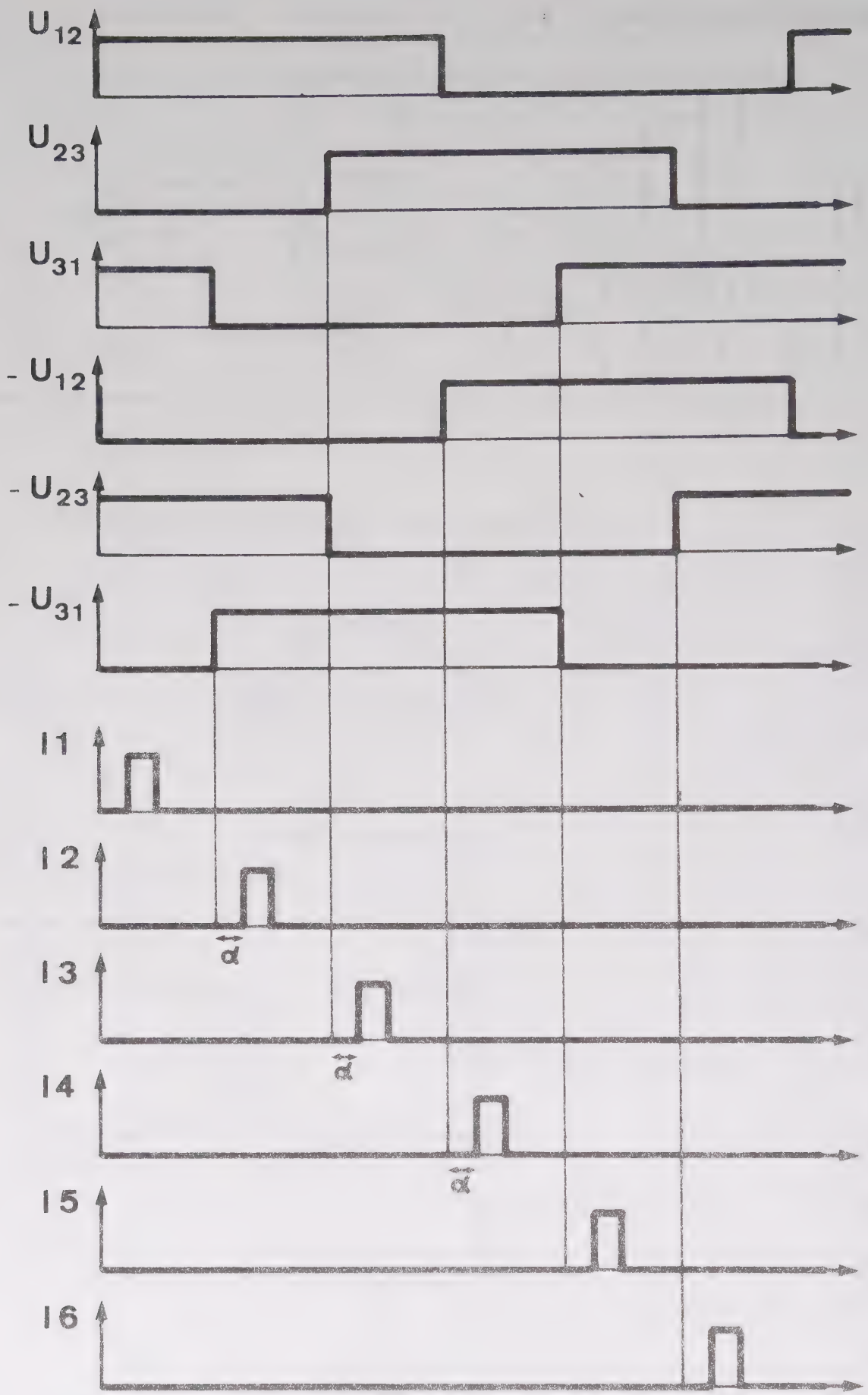


Figure I.22. - Principe en polyphasé

L'amplificateur opérationnel A_1, monté en intégrateur est synchronisé sur la tension du réseau. L'amplificateur A_2, compare la tension du générateur de rampe à la tension de référence U_C.

Le front positif de la tension V_D, obtenu lors du basculement du comparateur déclenche le circuit monostable, l'impulsion de sortie attaque l'amplificateur de gâchette.

Ces divers circuits élémentaires seront de nouveau utilisés dans des systèmes plus complexes devant fonctionner en polyphasé.

2.2. Principe en polyphasé

Lors de l'étude du fonctionnement du pont double-voie PD 3 (Pont de graetz complet - 6 thyristors) nous avons vu que chaque thyristor devait être amorcé deux fois par période du secteur.

Les premières réalisations des circuits de commande ont été menées à bien en utilisant six circuits monophasés -tels que ceux décrits précédemment- synchronisés sur des signaux provenant du secteur déphasés de 60° et attaqués par la même tension de référence. Chaque circuit délivre alors une impulsion par période. Les impulsions I_1 à I_6 sont décalées entre elles de 60° et déphasées par rapport aux signaux de synchronisation du même angle α. (Figure I.22).

Chaque amplificateur d'impulsion AI_{11} à AI_{23} attaquant la gâchette du thyristor correspondant Th_{11} à Th_{23} présente deux entrées AI_{-1}, AI_{-2}. L'interconnexion entre les sorties I_1 à I_6 et les entrées AI_{11_1} à AI_{23_2} permet d'obtenir les séquences d'amorçage souhaitées.

Reprenons l'exemple du pont PD 3 :

I_1	et	I_2	attaquent le thyristor	Th_{11}
I_3	et	I_4	" "	Th_{12}
I_5	et	I_6	" "	Th_{13}
I_4	et	I_5	" "	Th_{21}
I_6	et	I_1	" "	Th_{22}
I_2	et	I_3	" "	Th_{23}

Il faudra obtenir un temps de réponse assez bref. La limitation doit être imposée par le pont de redressement lui-même et non pas par le circuit d'amorçage, elle est liée à la fréquence du réseau.

D'une manière générale la juxtaposition de montages élémentaires pour commander des ponts d'ordre élevé est à éviter : d'une part parce que la complexité du montage croît au moins aussi vite que son ordre, d'autre part parce qu'il est toujours très difficile de réaliser des montages rigoureusement identiques.

==========

DEUXIEME PARTIE

LA COMMANDE NUMERIQUE DES PONTS POLYPHASES

DEUXIEME PARTIE : LA COMMANDE NUMERIQUE DES PONTS POLYPHASES

CHAPITRE I : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

I.1. Cas du mono-alternance P1

I.2. Cas du bi-alternance P2

I.3. Montages polyphasés

- 3.1. Extension du montage bi-alternance
- 3.2. Le montage réalisé

CHAPITRE II : LA TECHNOLOGIE RETENUE

II.1. L'asservissement de la fréquence de l'horloge

- 1.1. Caractéristiques du signal de référence
- 1.2. La boucle à verrouillage de phase
- 1.3. La synthèse de fréquence

II.2. La logique utilisée

- 2.1. Le parasitage
- 2.2. Les précautions à prendre

II.3. Le décodage

- 3.1. Principe
- 3.2. Choix du mode de décodage

CHAPITRE III : L'ELECTRONIQUE ASSOCIEE AU SYSTEME

III.1. La référence de phase

III.2. Le module d'élargissement et de suppression des impulsions gâchettes

III.3. Les amplificateurs d'impulsions de gâchettes

III.4. L'affichage décimal de l'angle de retard

III.5. Les alimentations de tensions continues

CHAPITRE IV : LES PERFORMANCES ET LES EXTENSIONS POSSIBLES

IV. 1. Les caractéristiques du système séquentiel

1.1. Résolution

1.2. Précision - Réglages

1.3. Temps de réponse

IV. 2. Les possibilités

2.1. Butée onduleur

2.2. Les fonctions de linéarisation.

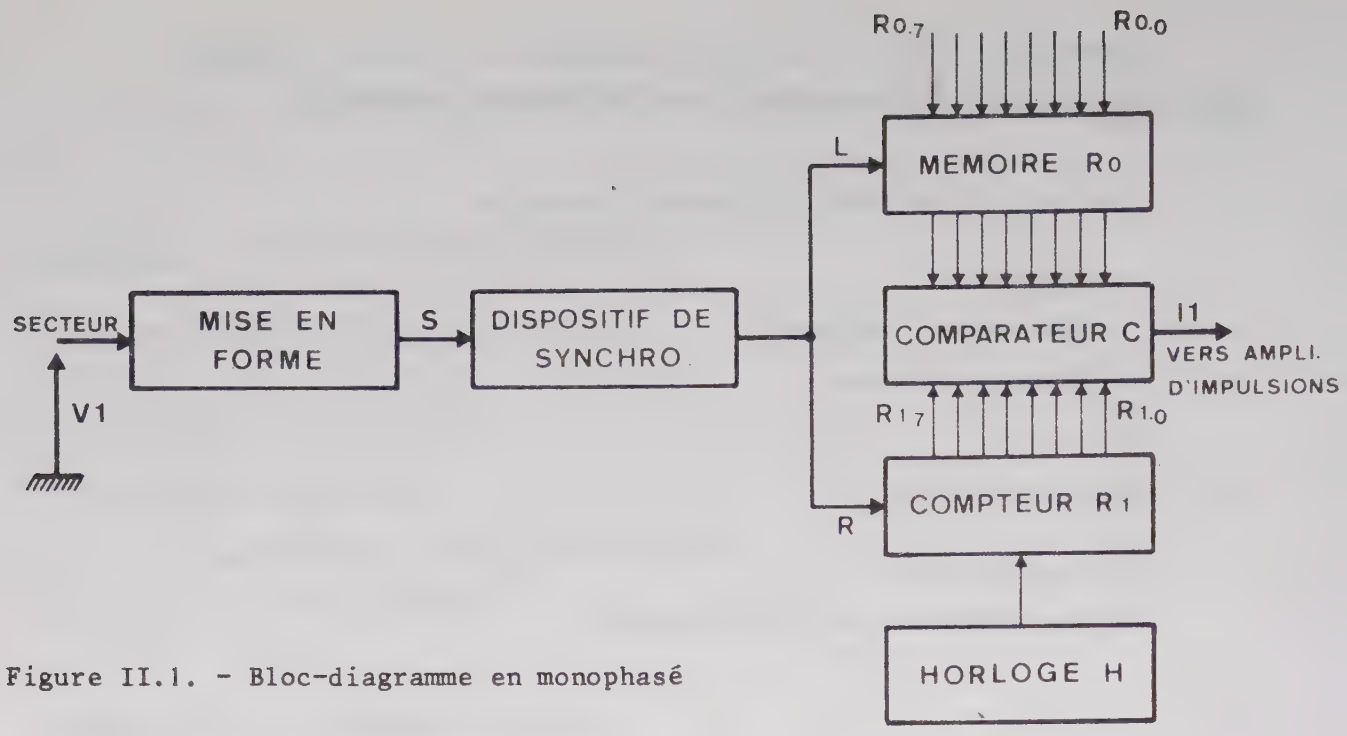


Figure II.1. - Bloc-diagramme en monophasé

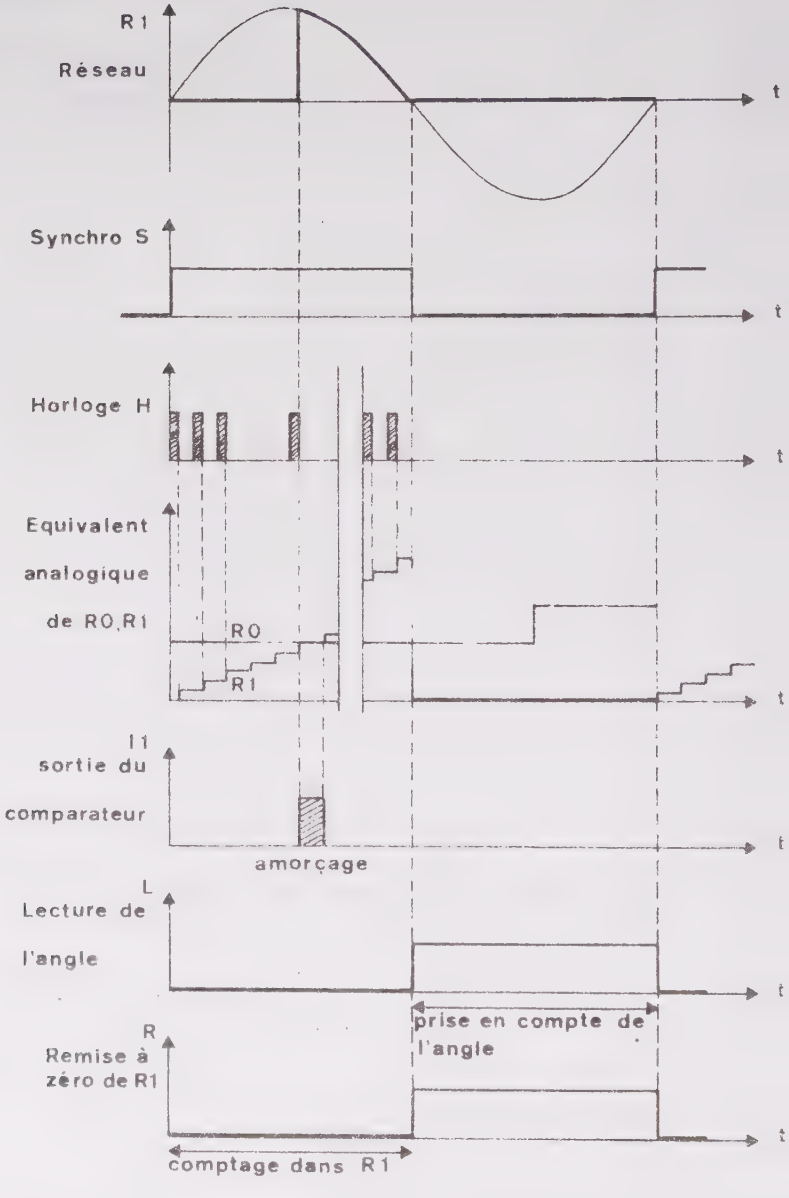


Figure II.2. - Principe en monoalternance

CHAPITRE I

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

I.1. Cas du mono-alternance P1 - figure II.1.

La structure reste semblable à celle du système d'amorçage en analogique, on y retrouve les mêmes fonctions réalisées différemment.

La Consigne :

L'angle de retard à l'amorçage, codé en binaire naturel est constamment présent sur les huit lignes d'entrée (RO_0 à RO_7) du registre mémoire RO. Il n'est effectivement pris en compte que lorsque l'impulsion de lecture L passe au niveau haut.

Le Déphaseur :

En fonctionnement normal, le compteur binaire naturel R1 est incrémenté à chaque front négatif de l'horloge H. La valeur du mot binaire de 8 digits $R1_0$ à $R1_7$, représente lors du comptage une fonction linéaire du temps. Le compteur démarre de zéro à chaque alternance positive du secteur, sa valeur représente donc l'angle de retard à l'amorçage.

Le Comparateur :

Le comparateur binaire C détecte l'égalité entre l'angle de référence affiché en RO et l'angle courant en sortie de R1. Il délivre alors une impulsion de durée égale à une demi-période de l'horloge, qui, amplifiée attaque la gâchette du thyristor à commander.

La figure II.2. résume les différentes phases de fonctionnement.

Remarque 1 :

L'information de commande ainsi que le contenu de R1, codés sur huit digits peuvent prendre $2^8 = 256$ niveaux distincts. Pour des raisons de commodité d'exposé nous nous sommes limités aux 180 premiers niveaux :

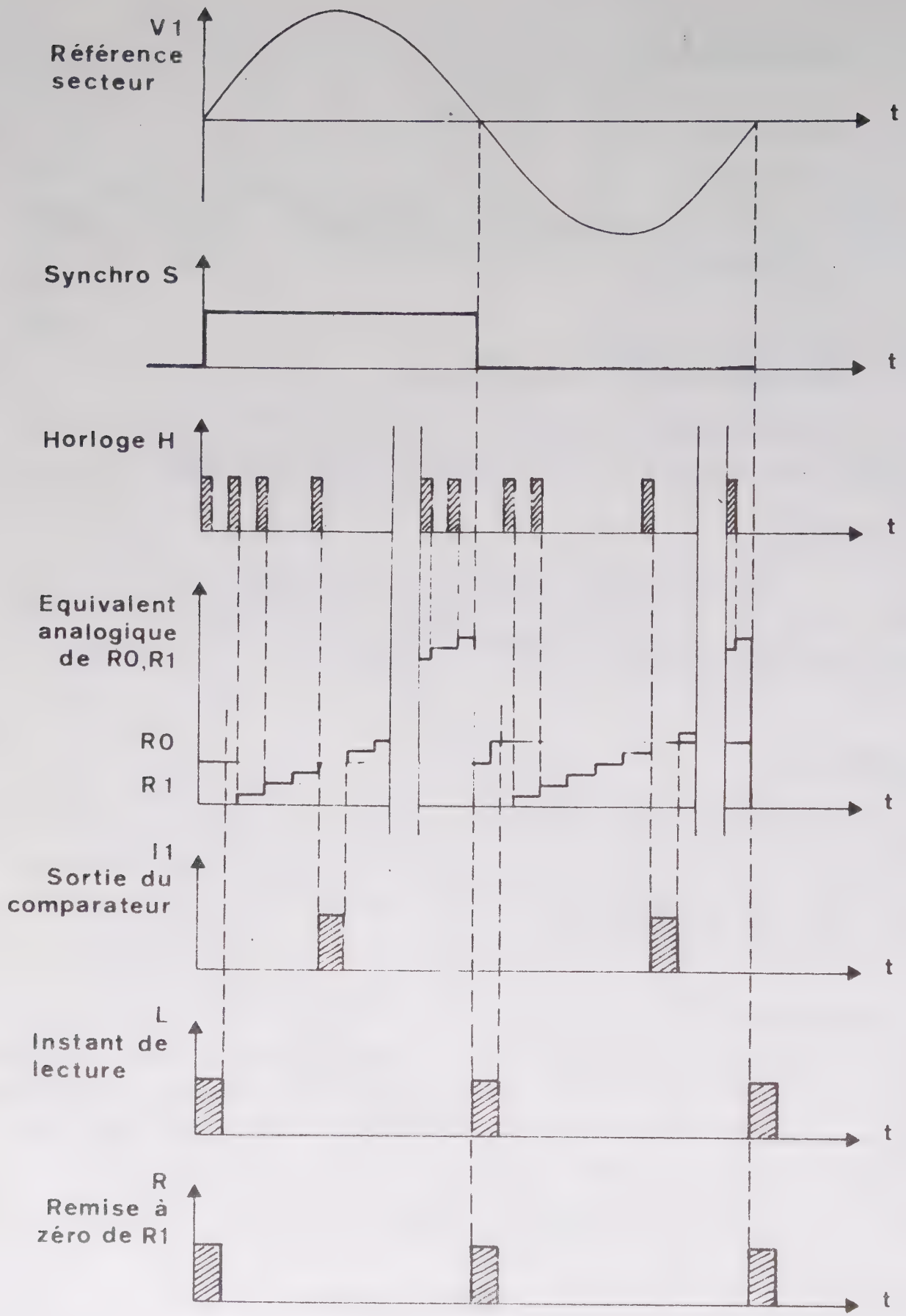


Fig. II.3. - Fonctionnement en bi-alternance.

- la fréquence f_H de l'horloge est choisie égale à 360 fois la fréquence f_S du secteur, soit $f_H = 360 \times 50 = 18$ kHz de telle sorte que chaque période de l'horloge représente un degré d'angle.

- l'équivalent décimal du mot binaire affiché à l'entrée représente donc réellement l'angle de retard en degrés.

Remarque 2 :

La précision et la stabilité de l'instant d'amorçage dépendent essentiellement de la qualité du circuit déphaseur, soit ici de la précision et de la stabilité de l'horloge H. Ces qualités ne suffisent d'ailleurs pas car on sait que le réseau qui sert de référence est lui-même sujet à des fluctuations.

Le système que nous décrivons permet de se débarrasser de cette erreur systématique en réalisant l'asservissement de la fréquence de l'horloge à celle du réseau. A l'intérieur des limites de fluctuations de la fréquence f_S du réseau, la boucle à verrouillage de phase permet de maintenir rigoureusement l'égalité $f_H = 360 \times f_S$.

I.2. Cas du bi-alternance P2

En copiant les structures d'amorçage réalisées en analogique nous obtenons le fonctionnement décrit à la figure II.3.

Le bloc diagramme reste le même que précédemment, le dispositif de synchronisation fonctionne cette fois à 100 Hz et délivre les impulsions de lecture et de remise à zéro à chaque passage à zéro de la tension V_1.

Remarque 1 :

Le comptage démarre au passage à zéro des impulsions R ou L, la précision sur les angles de retard dépend maintenant des monostables qui élaborent les impulsions R et L. Le démarrage du comptage devient asynchrone du signal de référence S.

Remarque 2 :

Les monostables qui comportent des circuits dérivateurs ont tendance à basculer intempestivement sur les parasites de la ligne d'entrée.

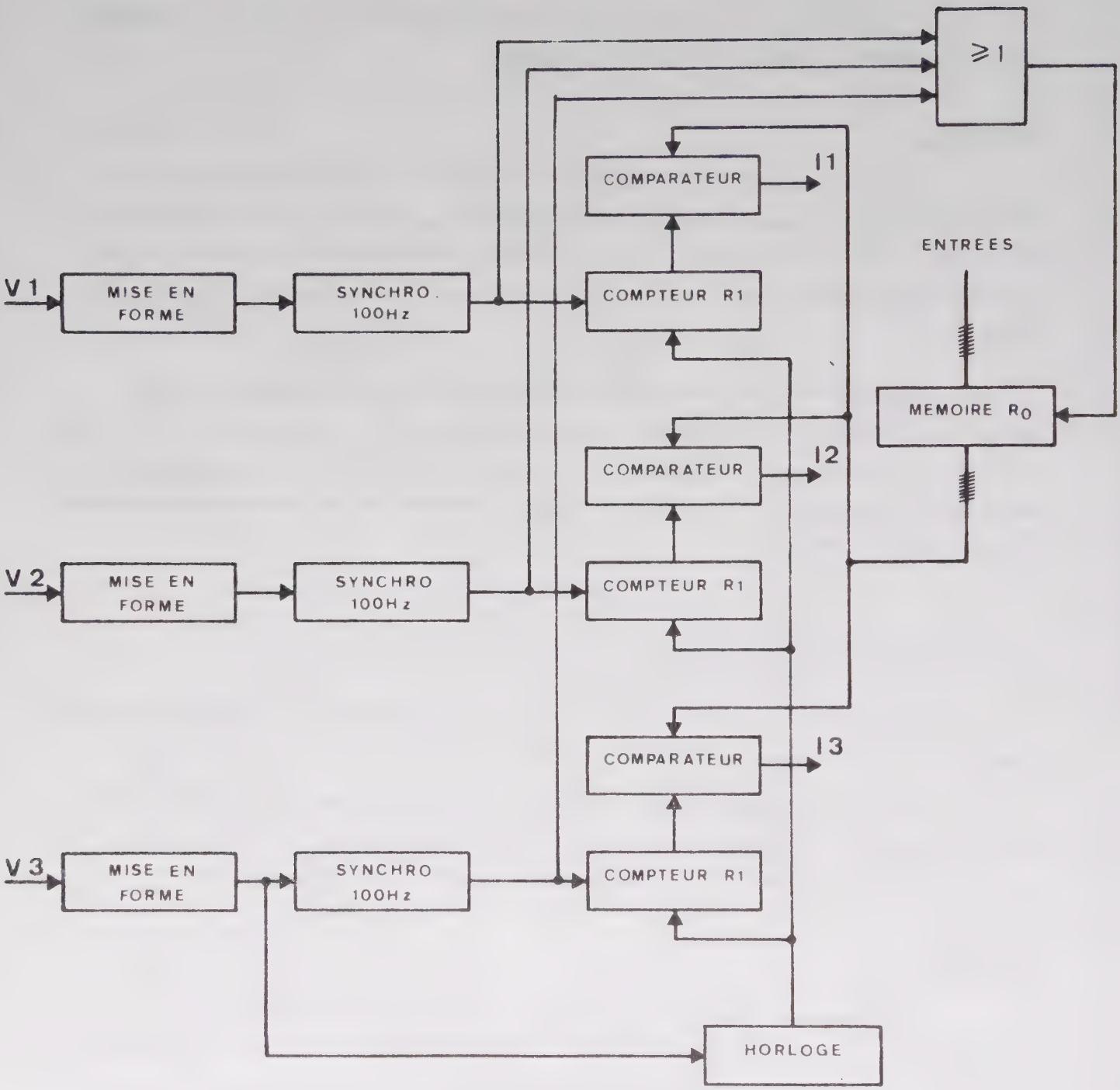


Fig. II.4. Extension en triphasé.

I.3. Montages polyphasés

3.1. Extension du montage bi-alternance :

Les techniques analogiques classiques réalisent l'amorçage des redresseurs polyphasés par association de systèmes de commande monophasés bi-alternance, synchronisés sur chacune des phases.

Cette solution est également possible ici et donnerait pour un montage triphasé P3 le bloc diagramme de la figure II.4..

Une interconnexion plus complexe permettrait l'élaboration d'impulsions de rappel pour l'amorçage des ponts de Graetz triphasés complets {II.1.}.

Remarque 1 :

Les défauts cités précédemment pour le montage bi-alternance subsistent .

Remarque 2 :

L'horloge est commune aux trois phases et contrairement aux dispositifs analogiques ce système ne nécessite pas le réglage de trois déphaseurs distincts.

Remarque 3 :

Toute modification de l'angle α d'entrée est prise en compte avec un retard maximum de 60° d'angle soit 3,33 ms en 50 Hz.

Remarque 4 :

Là encore la complexité du dispositif croît avec l'ordre du redresseur.

3.2. Le montage réalisé :

Les remarques précédentes nous ont amené à développer un système nouveau pour lequel nous donnerons tout d'abord le principe de fonctionnement.

Le bloc diagramme décrivant le fonctionnement du montage que nous avons mis en oeuvre est représenté figure II.5..

On y retrouve le montage monophasé qui permet de délivrer une impulsion Ii par période et dont le déphasage, réglable par les entrées α_i peut varier entre 0 et 179°.

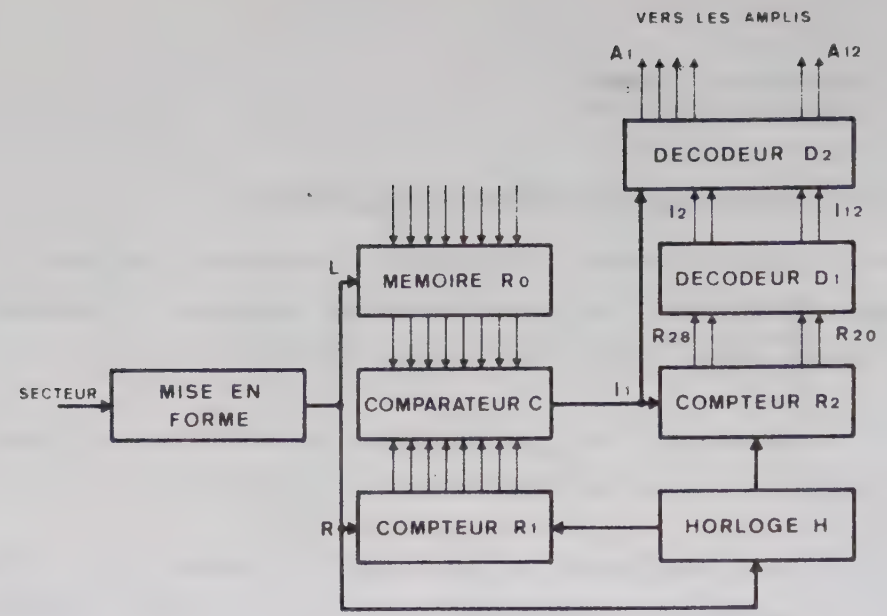


Fig. II.5. - Bloc diagramme en polyphasé

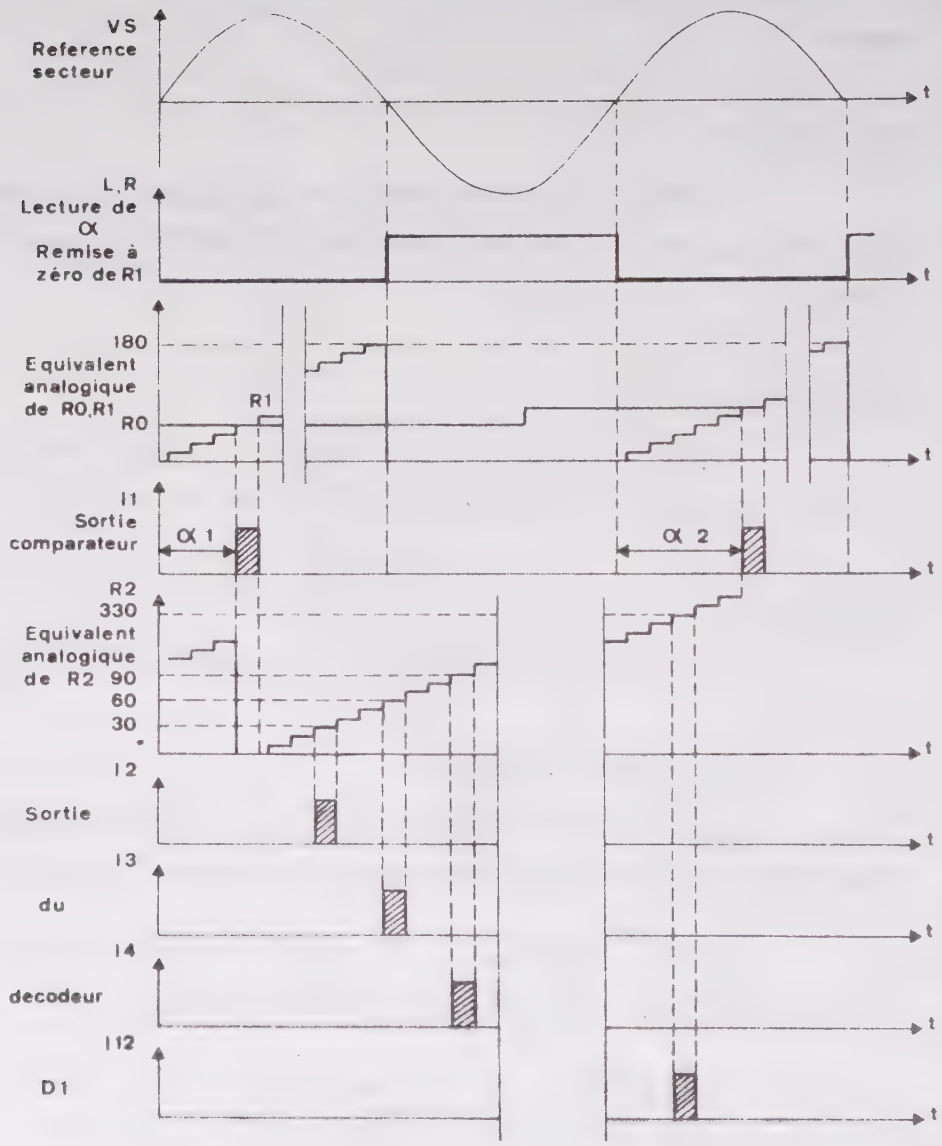


Fig. II.6. - Formes d'onde en polyphasé

Le compteur R2, remis à zéro par l'impulsion I1 est incrémenté à chaque impulsion de l'horloge H.

Le décodeur D1 teste l'état de R2 et permet d'obtenir en sortie, 11 signaux distincts déphasés de 30°.

I2 est déphasée de 30° par rapport à I1 ;
I3 est déphasée de 60° par rapport à I1 ;
I12 est déphasée de 330° par rapport à I1.

La structure du décodeur D2 est spécifique du type de redressement à commander. C'est lui qui fixe la séquence d'amorçage en envoyant sur chacune des gâchettes des 12 thyristors une (ou plusieurs) impulsion de I1 à I12.

Le fonctionnement du montage est explicité par le diagramme temporel de la figure II.6. {II.2.} .

Remarque 1 :

Nous avons décrit un montage susceptible de fonctionner avec un redresseur d'ordre 12 (impulsions tous les 30°). Pour un fonctionnement à un ordre plus élevé, seule la structure des décodeurs D1, D2 se trouve modifiée. Leur réalisation, à l'aide de matrice à diodes est particulièrement simple et ce n'est pas cela qui mettra une limite à l'ordre de redressement.

Remarque 2 :

Seul le décodeur D2 fixe la séquence d'amorçage. Le fonctionnement pour divers types de ponts est aisément obtenu en modifiant le câblage de D2. Pour notre réalisation nous avons facilité le passage d'une séquence à une autre en réalisant D2 à l'aide d'une matrice de programmation aisément accessible par l'utilisateur.

Remarque 3 :

La fréquence f_H est synthétisée à partir du secteur, la précision du déphasage ne dépend que du dispositif de mise en forme.

Remarque 4 :

Dans le cas le plus défavorable, la prise en compte de la nouvelle valeur de l'angle d'amorçage peut se faire avec un retard d'une demi-période du réseau (10 ms en 50 Hz). Elle ne serait alors effective qu'après une période du réseau.

Fig. II.7. - Synthèse de fréquence

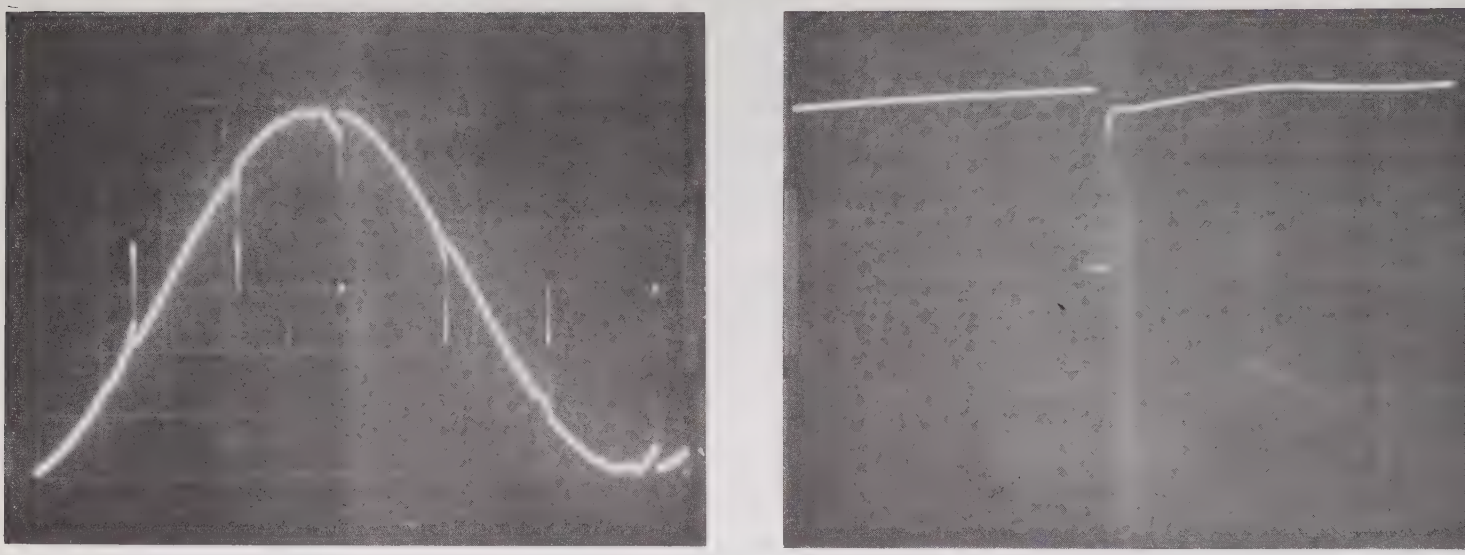


Fig. II.8. - Les perturbations sur le réseau

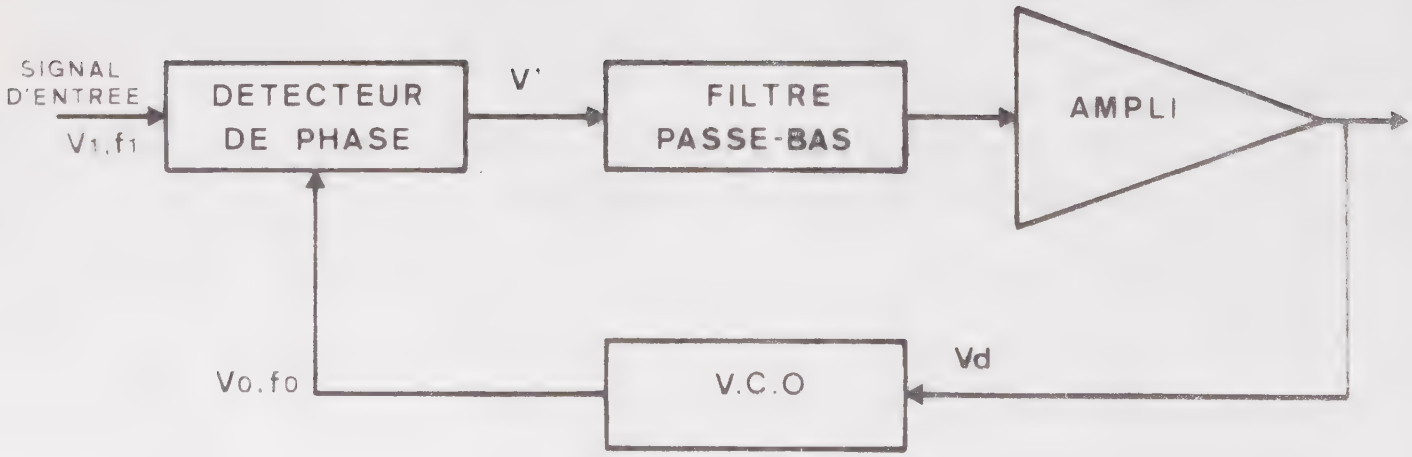


Fig. II.9. - La boucle à verrouillage de phase

CHAPITRE II

LA TECHNOLOGIE RETENUE

II.1. L'asservissement de la fréquence de l'horloge (figure II.7.)

La fréquence f_H du signal horloge délivrée par ce dispositif doit être 360 fois plus élevée que la fréquence f_S du réseau. La réalisation de ce dispositif nécessite la caractérisation du signal pilote : le secteur.

1.1. Caractéristiques du signal de référence {II.3.}

L'amplitude : Les fluctuations possibles de la tension du réseau n'ont aucune influence sur le dispositif d'asservissement de fréquence. Le circuit de mise en forme a en effet, pour rôle, de délivrer à partir d'une sinusoïde secteur un signal carré, d'amplitude calibrée, et en phase avec le signal réseau.

La pureté de l'onde : Les systèmes à thyristors introduisent des harmoniques non négligeables qui viennent nuire à la pureté de l'onde sinusoïdale. Les photographies de la figure II.8. montrent les déformations qui peuvent apparaître à l'entrée d'un convertisseur alternatif continu triphasé.

Avant d'attaquer le système de mise en forme qui détecterait dans ce cas des passages erronés de la tension au zéro un filtrage de la tension est nécessaire. Afin de ne pas affecter la précision angulaire de l'ensemble, le filtre ne doit pas introduire de déphasage pour les fréquences voisines de 50 Hz.

La fréquence : Les faibles fluctuations autour de la fréquence nominale n'ayant généralement pas de conséquences importantes pour l'utilisateur, la précision sur la fréquence du réseau n'est pas garantie par E.D.F.. En fait, la tenue en fréquence du réseau électrique ne pose pas de problèmes au producteur et distributeur d'énergie électrique qui constate, par exemple, qu'en France la fréquence reste comprise entre 49,9 Hz et 50,1 Hz pendant 95 pour 100 du temps.

Des écarts notablement plus importants peuvent cependant avoir lieu lors d'incidents graves qui entraînent presque toujours des mises hors service de la portion de réseau concerné.

- Il nous faut admettre que le réseau n'est pas une fréquence étalon.

- Pour que le système puisse fonctionner dans les rares cas où il y a rupture de synchronisme et persistance de la distribution il nous faut alors prévoir des fluctuations entre 48 et 51 Hz.

1.2. La boucle à verrouillage de phase {II.4.}, {II.5}, {II.6}

L'élément essentiel de l'asservissement de fréquence est la boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Locked Loop) dont nous rappelons qualitativement le fonctionnement (figure II.9.).

Ce système contre réactionné doit permettre d'asservir la fréquence f_o à la fréquence f_1 du signal d'entrée. Le principe n'est pas nouveau mais sa réalisation monolithique permet une utilisation aisée.

Le détecteur de phase : compare la fréquence et la phase des signaux $V_1(t)$, $V_o(t)$. Son rôle est de fournir une tension V' représentant la différence de phase entre les signaux de même fréquence V_1, V_o.

Si l'on suppose que les signaux appliqués sont de même amplitude et de même fréquence, le signal délivré par le multiplieur détectant la phase est donné par :

$$V_1 = E_1 \sin \{\omega_o t + \theta_1 (t)\}$$

$$V_o = E_o \sin \{\omega_o t + \theta_o (t)\}$$

$$V' = V_1 \cdot V_o = \frac{E_1 E_o}{2} \sin (\theta_1 (t) - \theta_o (t)) - \sin (2 \omega_o t + \theta_1(t) + \theta_2(t))$$

La composante continue de la tension V' est bien une fonction de l'écart de phase $\theta_1 - \theta_o$.

Dans le cas de l'asservissement de fréquence, il nous faut supposer que les fréquences f_o, f_1 sont voisines mais distinctes, le signal délivré par le discriminateur V' est formé de composantes aux fréquences $f_1 + f_o$, $f_1 - f_o$.

Cet étage du P.L.L. est caractérisé par son gain K_D, rapport entre le niveau de sortie et la différence de phase entre les signaux d'entrée.

Le filtre passe-bas : supprime la composante haute fréquence et ne conserve que la composante de pulsation $\omega_1 - \omega_o$ image de l'écart de fréquence ou de l'écart de phase lorsque $\omega_1 = \omega_o$.

Le Modulateur de fréquence V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator)

C'est un oscillateur dont la fréquence est réglable par une tension continue V_d :

- Pour $V_d = 0$ l'oscillateur bat sur sa fréquence propre f_o

- une tension continue V_d fait varier la fréquence

Limites de fonctionnement :

Plage d'acquisition du verrouillage : la synchronisation de la boucle ne peut avoir lieu que si l'écart initial entre les deux fréquences f_1, f_o n'est pas trop important. Si la différence $f_1 - f_o$ est trop élevée le signal correspondant à cette fréquence risque de sortir de la bande passante du filtre passe-bas, le signal de commande V_d du V.C.O. est trop faible pour provoquer une variation suffisante de la fréquence.

Plage de maintien de l'asservissement : alors que la boucle est déjà verrouillée il existe une limite à ne pas dépasser entre la fréquence d'entrée f_1 et la fréquence centrale f_o de l'oscillateur. Cette limitation est due aux saturations intervenant dans la boucle. Elle est définie par des gammes de variations sur des signaux continus et ne dépend pas de la bande passante du filtre.

1.3. La synthèse de fréquence :

La méthode la plus simple de multiplication de fréquence est d'isoler par filtrage l'harmonique désiré du signal pilote et de régler la fréquence centrale du V.C.O. de façon à verrouiller la boucle sur cet harmonique. La limitation essentielle dans cette façon de procéder vient du fait que l'amplitude des harmoniques décroît vite avec leur ordre. Cette méthode n'est utilisée que pour les ordres inférieurs à dix.

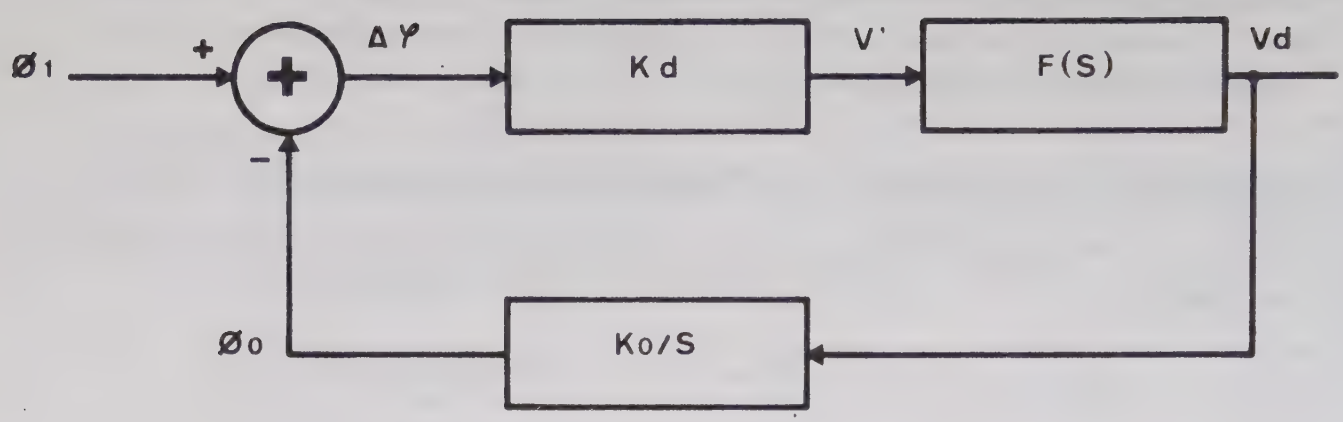


Fig. II.10. - Fonction de transfert de la boucle à verrouillage de phase.

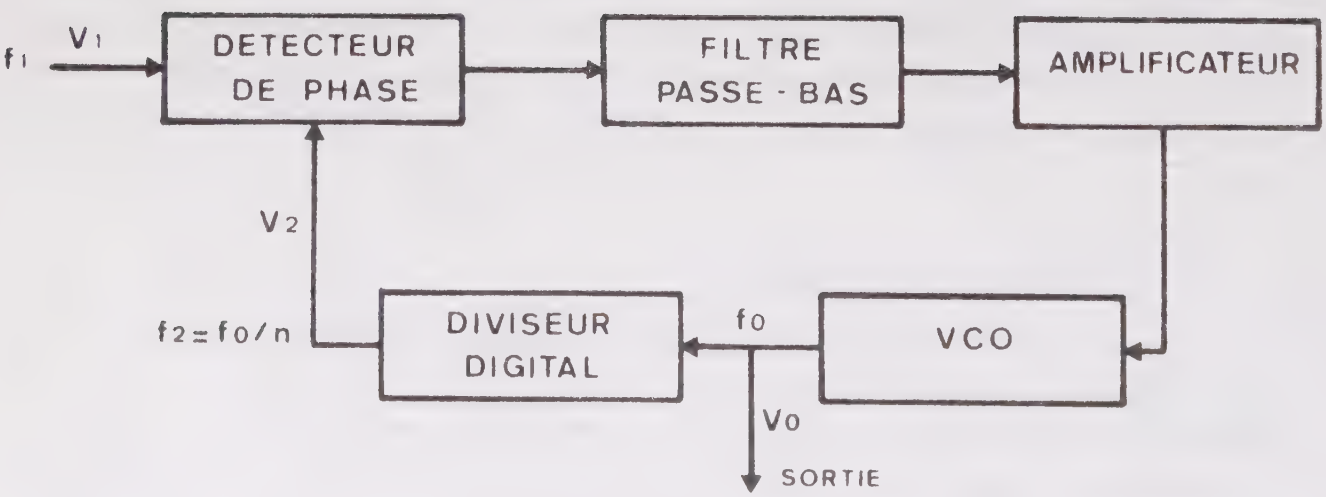


Fig. II.11. - La synthèse de fréquence.

La méthode utilisée au-delà est illustrée par le bloc-diagramme de la figure II.11. La boucle est ouverte derrière le modulateur de fréquence où on insère un compteur digital diviseur par n. La fréquence centrale f_o du V.C.O. est réglée de telle sorte que la différence entre f_1 et f_o/n soit faible, la boucle se verrouille alors de façon à assurer $f_1 = f_o/n$. Le signal synthétisé est disponible en sortie du V.C.O..

Dans cette application particulière de la boucle à verrouillage de phase la seule contrainte importante peut provenir du filtrage de l'oscillateur, la fréquence f_2 obtenue alors peut s'écrire :

$$f_2 = f_o + \frac{K_o}{2\pi} V_d$$

K_o gain de conversion du V.C.O. s'exprime en radians par seconde par volt.

Fonctionnement de la boucle en verrouillage de phase (figure II.9.)

Pour décrire ce fonctionnement nous allons supposer que la fréquence d'entrée f_1 diffère légèrement de la fréquence f_o délivrée par le V.C.O.. Le spectre en fréquence du signal détecté par le discriminateur est formé de composantes aux fréquences $f_1 + f_o$, $f_1 - f_o$. Le filtre passe-bas isole la composante basse fréquence. Ce signal d'erreur une fois amplifié force le V.C.O. à faire varier sa fréquence de façon à réduire l'écart entre f_1 et f_o.

Si les fréquences f_1, f_o sont suffisamment voisines, la sortie du V.C.O. se synchronise sur l'entrée, on dit alors que la boucle est verrouillée sur la fréquence d'entrée. Dès lors le système peut être assimilé à l'asservissement linéaire représenté figure II.10..

C'est le signal d'erreur sur la phase qui pilote le système, l'écart de position sur la phase des deux signaux V_1, V_o est non nul mais fini, l'écart de position sur la fréquence est donc nul.

. Une légère variation sur la fréquence d'entrée produit instantanément l'apparition du signal d'écart qui permet de maintenir le système verrouillé.

. L'action de perturbation sur le V.C.O. (Variations de température ou des tensions d'alimentation, vieillissement) peuvent amener un glissement de la fréquence centrale f_o, là encore le système réagit de façon à réduire l'écart de phase, le système reste verrouillé.

La sortie du détecteur de phase contient des composantes à la fréquence $f_1 - f_2$ et à la fréquence $f_1 + f_2$. La différence des fréquences est un signal continu, c'est lui qui représente l'écart de la boucle et qui pilote le système. La composante de fréquence $2 f_1$ doit être énergiquement filtrée, elle provoquerait, sinon, une modulation de fréquence sur la sortie du V.C.O.. Le V.C.O. oscille à une fréquence beaucoup plus élevée que $2 f_1$, cette composante serait prise comme signal de commande et provoquerait une variation périodique à la fréquence $2 f_1$.

L'inconvénient majeur qui en résulte est que la plage de capture est considérablement réduite car la bande passante du filtre passe-bas doit être étroite.

A titre d'exemple nous donnons les principales caractéristiques de l'asservissement de fréquence réalisé :

Modulateur de fréquence V.C.O. : Le réglage grossier de la fréquence d'oscillation se fait par le choix d'une capacité C_o, un ajustage plus précis se fait par potentiomètre. Le gain K_o est fixé par une résistance extérieure R_o.

Les grandeurs caractéristiques sont données par :

$$f_o = \frac{220}{C_o} \qquad \text{soit} \qquad C_o = 12{,}5 \text{ nf} \qquad \text{pour } f_o = 18 \text{ kHz}$$

$$K_o = \frac{700}{R_o C_o} = 12 \text{ rd/(sec. volt)}$$

Le détecteur de phase caractérisé par le gain K_d qui dépend essentiellement des niveaux des signaux d'entrée est, dans notre cas où les niveaux sont supérieurs à 1 v_{eff} : $K_d = 2$ v/rd.

La plage de verrouillage est définie par $\Delta \omega_L$:

$$\Delta \omega_L = K_o \cdot K_d = 24 \text{ rd/sec} \qquad \text{soit} \quad \Delta f_L = 3{,}8 \text{ Hz}$$

La fréquence de coupure f_B du filtre passe-bas du 1er ordre doit être telle que $f_B = 1$ à 4 % de f_1, soit ici :

$$0{,}5 \text{ Hz} < f_B < 2 \text{ Hz}.$$

La résistance du circuit intégrateur est imposée et le condensateur convenable est alors de 100 µF.

La plage de capture est alors $\Delta \omega_C = \sqrt{\Delta\omega_L \times \omega_B}$, soit

Δf_C = 1,3 Hz à 2,6 Hz

Ces résultats théoriques calculés à partir des caractéristiques du constructeur sont largement vérifiés par les mesures expérimentales qui donnent :

Plage d'accrochage : 48 à 53 Hz
Plage de maintien : 45 à 61 Hz.

II.2. La logique utilisée

2.1. Le parasitage {II.7.}

Les systèmes d'amorçage de thyristors fonctionnent en milieu industriel fortement parasité. Les thyristors commandés doivent commuter de forts courants ; cette variation brusque s'effectue parfois en un temps très court (le thyristor C 147 est capable de supporter une commutation de courant de 100 A/µ S). Le spectre en fréquence de l'énergie correspondant à ce saut de courant est théoriquement infini. L'amplitude des harmoniques décroît avec la fréquence, une faible partie de cette énergie est cependant rayonnée, l'organe de puissance servant alors d'antenne. Ce premier aspect du parasitage occasionné par les systèmes à thyristors n'est sans doute pas la source essentielle des perturbations.

Les commutations dans le circuit de puissance provoquent des surtensions qui se propagent cette fois par le réseau alternatif. Bien que de courte durée, ces parasites sont plus facilement mis en évidence : figure II.8.. Leur amplitude est souvent considérable et il faut absolument s'en prémunir sous peine de destruction des circuits électroniques. Les commutations, qui ont lieu dans le montage électronique lui-même, provoquent cette fois des variations de la tension d'alimentation continue. Ces variations de tensions d'alimentation ou les parasites présents sur les entrées des circuits logiques peuvent entraîner un fonctionnement incorrect d'un des éléments. Les conséquences qui en résultent sont difficilement prévisibles, elles amèneront en tout cas un fonctionnement aberrant du montage.

La rapidité de réponse des éléments logiques électroniques devient, de ce point de vue, une contrainte importante : des signaux de quelques nanosecondes peuvent être pris en compte, des niveaux d'énergie de quelques picojoules suffisent à produire un fonctionnement erroné.

2.2. Les précautions à prendre {II.8.} , {II.9.} , {II.10.}

Les alimentations continues doivent être étudiées de façon à assurer l'antiparasitage. Les parasites de niveau élevé et de spectre de fréquence étendue ne peuvent être bloqués par les filtres conventionnels. Ces perturbations ne sont réduites à des niveaux acceptables que par des filtres d'antiparasitage spéciaux qui doivent garder aux fréquences élevées un niveau d'atténuation suffisant.

Le réseau débarrassé de ces perturbations, les performances demandées à l'alimentation du point de vue facteur de stabilisation ($\frac{\Delta V_S}{\Delta V_e}$ à I_S = cste) ne sont pas contraignantes. Les circuits intégrés logiques fonctionnent en effet sur une large plage de la tension d'alimentation (T.T.L. $\pm$ 10 %). Une faible résistance de sortie aux fréquences élevées est le paramètre essentiel qu'elles doivent présenter. A ces fréquences, l'inductance des fils de raccordement devient importante. Des variations de tensions peuvent ainsi être induites et perturber les tensions d'alimentations continues. Des découplages, par des capacités réparties en différents points du circuit, évitent les variations de la tension d'alimentation de chaque circuit intégré.

Le blindage de l'ensemble électronique de commande doit assurer la protection envers les radiofréquences émises par les organes de puissances voisins.

Le système logique lui-même doit être conçu pour fonctionner dans un milieu industriel. Il doit être caractérisé par une haute immunité au bruit. Cette caractéristique ne peut être obtenue qu'en excluant certains montages utilisés habituellement. L'emploi des montages faisant appel aux circuits dérivateurs RC, tels que monostables, astables, circuits d'accélération des commutations des transistors, mémoires à basculement sur les fronts des signaux d'entrée, sont à exclure. La sécurité de l'ensemble sera accrue en choisissant un élément logique de base présentant une haute immunité aux parasites.

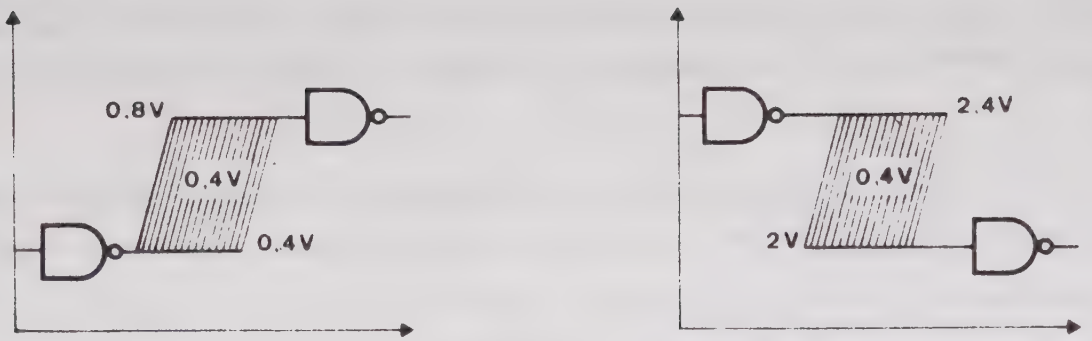


Fig : II.12 Niveaux logiques TTL

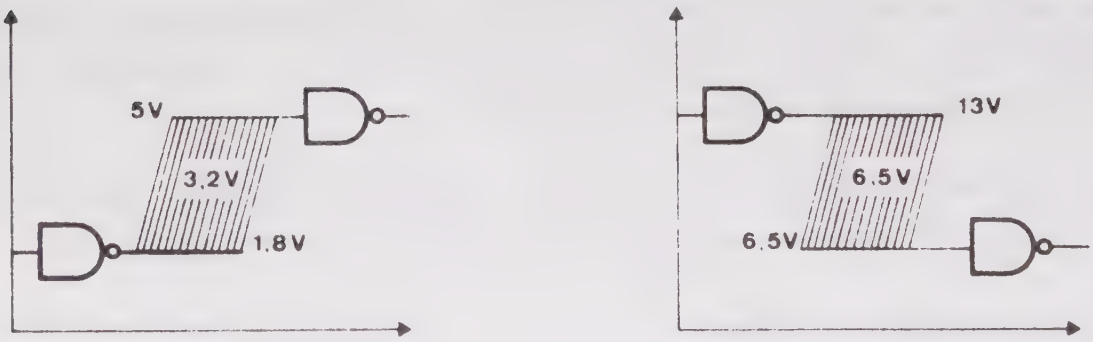


Fig : II.13 Niveaux logiques HiNIL

2.3. Les circuits logiques à haute immunité au bruit {II.11.} ,{II.12}

Pour chaque opérateur logique on définit les plages de tensions qui assurent le niveau logique zéro et le niveau logique un. La sécurité dans le fonctionnement sera d'autant plus grande que les zones définissant le niveau zéro et le niveau un seront éloignées. Cela n'est guère le cas pour les éléments logiques TTL, DTL habituellement utilisés dans les milieux électriquement calmes (figure II.12.) ; ceux-ci ne présentent guère que 400 mv d'immunité au bruit.

Dans les applications industrielles, la rapidité de fonctionnement est rarement le critère essentiel ; on y utilise des circuits fonctionnant sous tension d'alimentation élevée où l'on gagne en immunité au détriment de la rapidité (figure II.13).

Les règles d'utilisation diffèrent peu de celles connues en DTL-TTL, la diversité des fonctions réalisées est cependant moins grande.

II.3. Le décodage

3.1. Principe

Il nous faut réaliser les deux niveaux de décodage rappelés sur la figure II.14.

Le décodeur D_1 génère les impulsions I 2 à I 12 déphasées entre elles de 30° :

I_n est en retard de (n - 1) x 30° sur I 1 (n = 2 à 12).

Le comptage dans R2 démarre dès que l'impulsion I 1 a eu lieu, la période de l'horloge qui pilote R_2 vaut 1° d'angle électrique, la valeur numérique binaire de R2 représente donc le retard angulaire par rapport à I 1. Les impulsions I 2 à I 12 apparaîtront chaque fois que le contenu de R_2 sera multiple de 30°.

Si nous appelons A, B, C, D, E, F, G, H, I, les variables binaires représentant les sorties des bistables du registre R2, rangées suivant les poids croissants, nous avons à élaborer les fonctions booléennes suivantes :

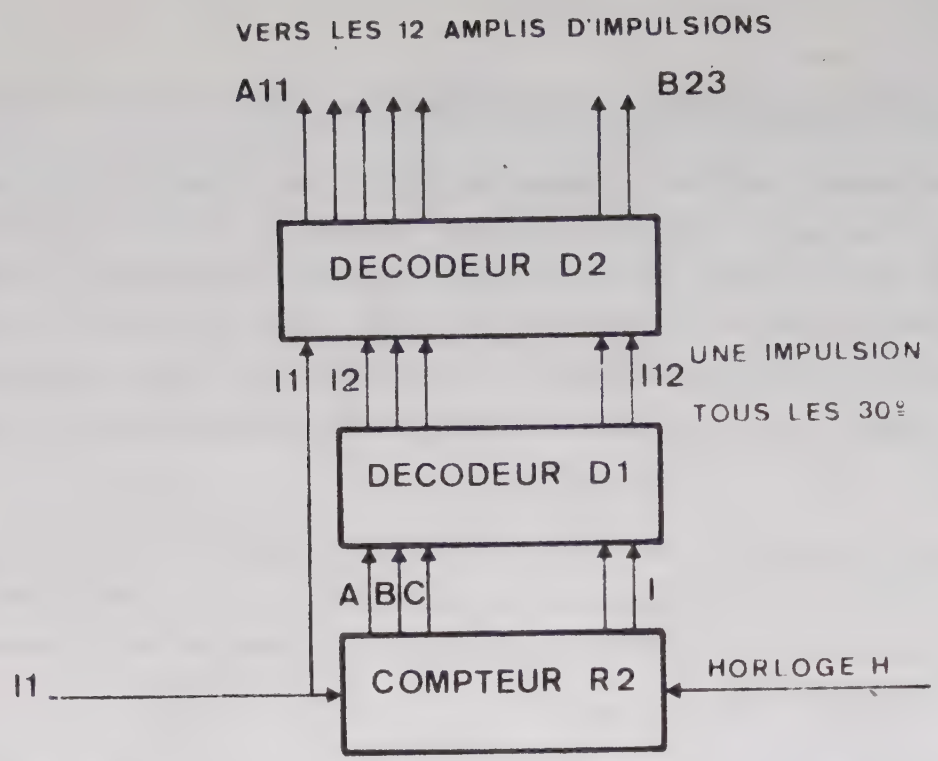


Fig. II.14. - Le décodage

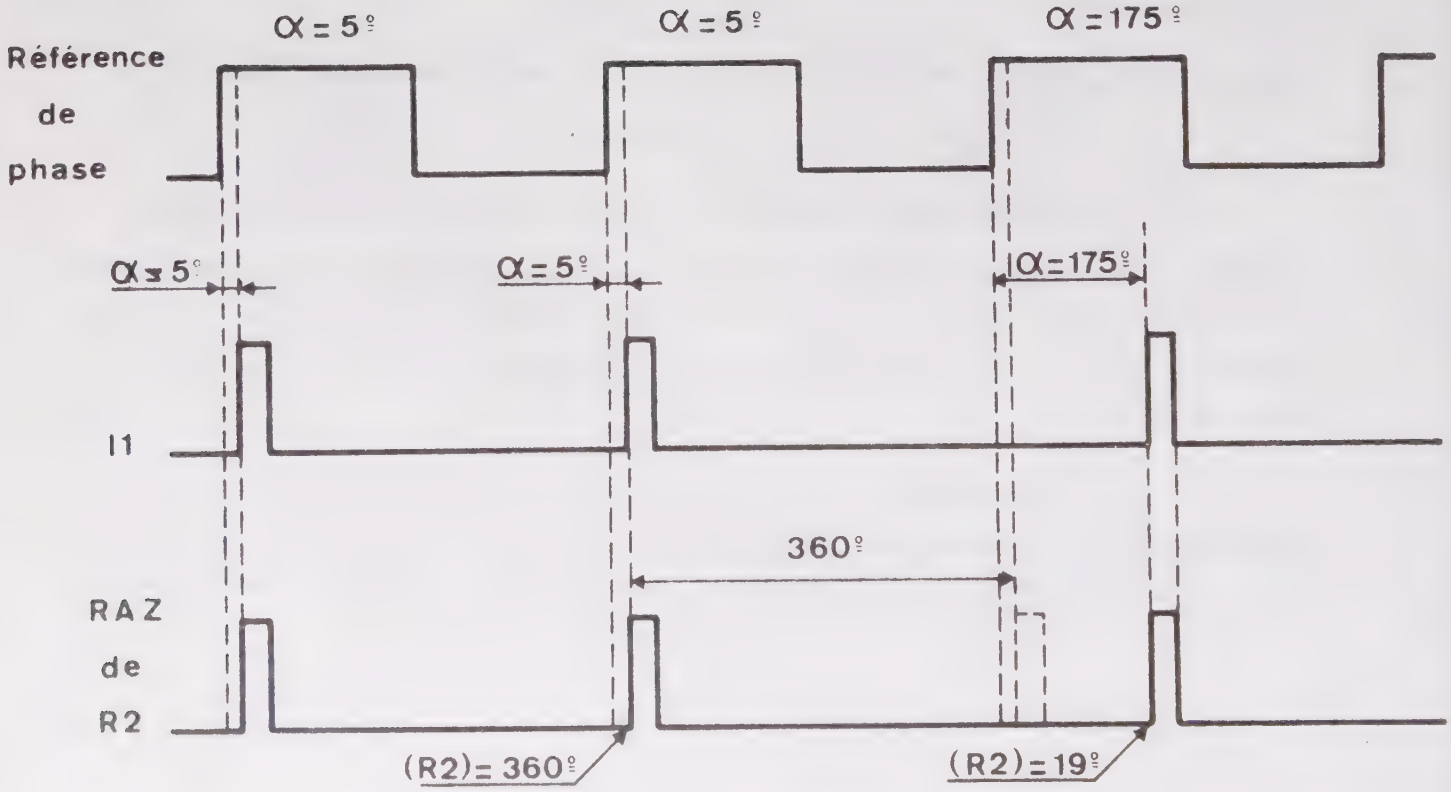


Fig. II.15. - Fonctionnement transitoire de R2

	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^2	2^0	
	256	128	64	32	16	8	4	2	1	
I_2 =	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{C}$	$\overline{D}$	E	F	G	H	$\overline{I}$	= 30
I_3 =	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{C}$	D	E	F	G	$\overline{H}$	$\overline{I}$	= 60
I_4 =	$\overline{A}$	$\overline{B}$	C	$\overline{D}$	E	F	$\overline{G}$	$\overline{H}$	$\overline{I}$	= 90
. . . . .										
I_{12} =	A	$\overline{B}$	C	$\overline{D}$	$\overline{E}$	F	$\overline{G}$	H	$\overline{I}$	

Les onze fonctions à réaliser sont simples elles contiennent cependant un grand nombre de variables que nous essayons de réduire. Les états inutilisés du compteur pourraient fournir des combinaisons de variables interdites et propices à la minimisation. De fait, en régime permanent aucun état au-delà de 360° n'apparaît car R2 est remis à zéro à cet instant. Par contre, lors de transitions sur l'angle affiché, et en particulier lors d'une augmentation de celui-ci les états au-delà de 360° sont balayés. La figure II.15. représente une variation de l'angle affiché de 170°, la valeur que devrait atteindre R2 dans ce cas est 360 + 170 = 530°, sa valeur maximale étant de 511 il repasse à zéro de lui-même et vaut 19° lors de la nouvelle impulsion I_1.

La seule réduction possible du nombre de variables provient du fait que des impulsions de 2° de largeur conviennent parfaitement. Cette remarque nous évitera donc le décodage du digit de poids faible :

$I_2 = \overline{A}\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}\ E\ F\ G\ H\ \overline{I} \vee \overline{A}\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}\ E\ F\ G\ H\ I = \overline{A}\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}\ E\ F\ G\ H$

$I_3 = \overline{A}\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}\ E\ F\ G\ \overline{H}$

$I_4 = \overline{A}\ \overline{B}\ C\ \overline{D}\ E\ F\ \overline{G}\ H$

. . . . . .

$I_{12} = A\ \overline{B}\ C\ \overline{D}\ \overline{E}\ F\ \overline{G}\ H$

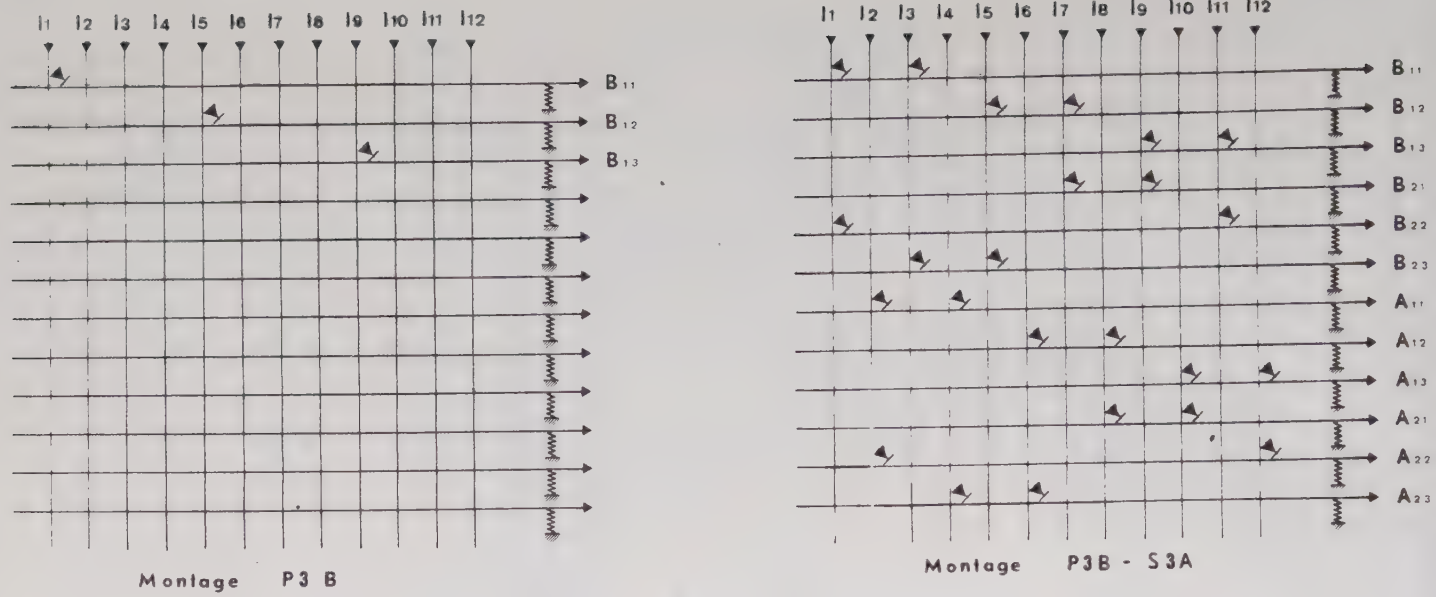


Fig. II.16. - Deux câblages possibles

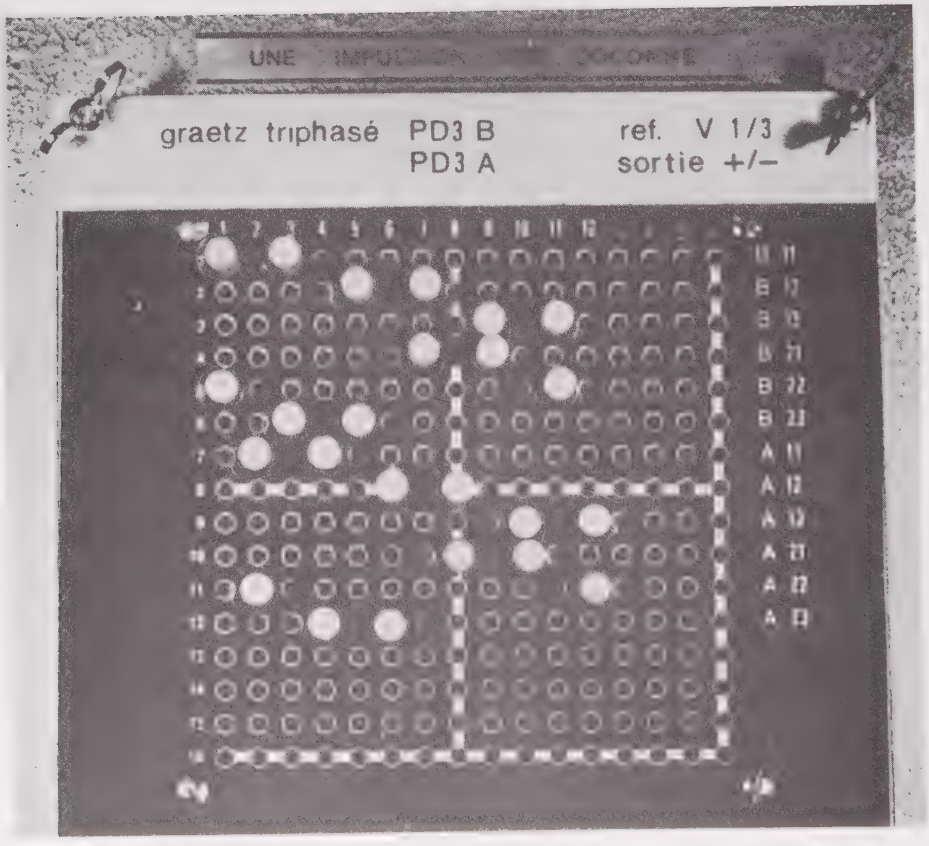


Fig. II.17. - La matrice de programmation

Le décodeur D_2 permet à partir d'une ou plusieurs impulsions parmi I_1 à I_{12} de générer les séquences d'amorçage relatives à chaque thyristor pour les différentes structures de montages redresseurs.

Des exemples de séquences d'amorçage des redresseurs P_3 et PD_3-S_3 série nous imposent les équations suivantes :

P_3 :

$A_{11} = I_1$ $\qquad$ $A_{21} = 0$

$A_{12} = I_5$ $\qquad$ $A_{22} = 0$

$A_{13} = I_9$ $\qquad$ $A_{23} = 0$

$Bij = 0 \quad ij$

PD 3 - S 3 série :

$A_{11} = I_2 \vee I_4$ $\qquad$ $A_{21} = I_8 \vee I_{10}$

$A_{12} = I_6 \vee I_8$ $\qquad$ $A_{22} = I_{12} \vee I_2$

$A_{13} = I_{10} \vee I_{12}$ $\qquad$ $A_{23} = I_4 \vee I_6$

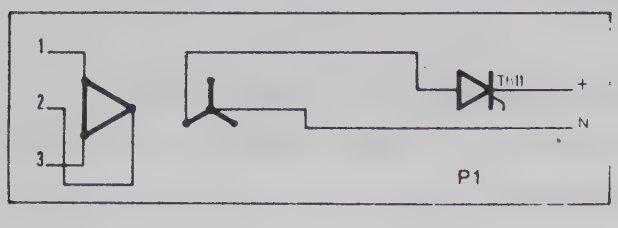
$B_{11} = I_1 \vee I_3$ $\qquad$ $B_{21} = I_7 \vee I_9$

$B_{12} = I_5 \vee I_7$ $\qquad$ $B_{22} = I_{11} \vee I_1$

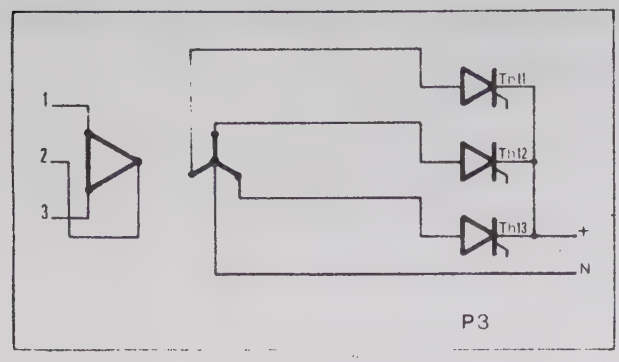
$B_{13} = I_9 \vee I_{11}$ $\qquad$ $B_{23} = I_3 \vee I_5$

3.2. Choix du mode de décodage :

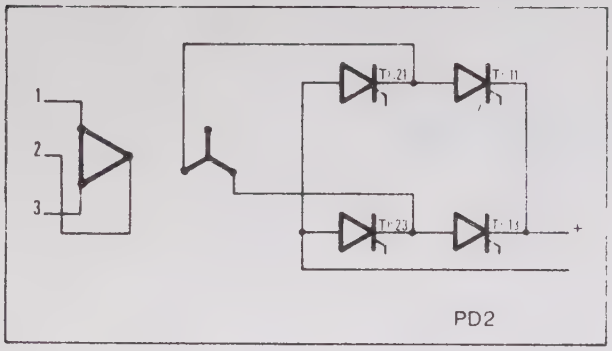
Afin de pouvoir étudier facilement les différents types de montages redresseurs, il nous a paru souhaitable de rendre les modifications de séquences simples et aisément réalisables par l'utilisateur. Une matrice de programmation à diodes permet la répartition des impulsions vers les thyristors. Les impulsions I_1 à I_{12} arrivent sur les colonnes de la matrice, les lignes sont connectées aux amplificateurs d'impulsions relatifs à chacun des douze thyristors du montage. Le câblage de la matrice à diode correspondant aux 2 exemples précé-



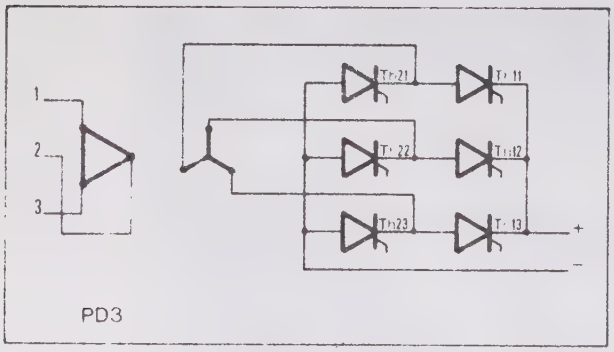
P1



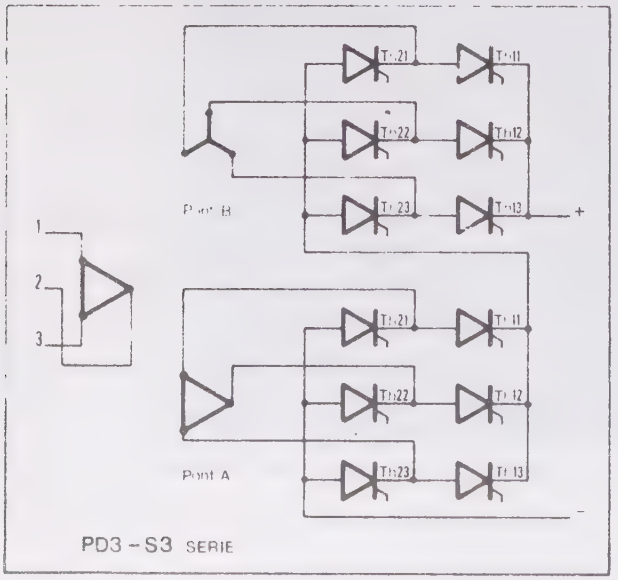
P3



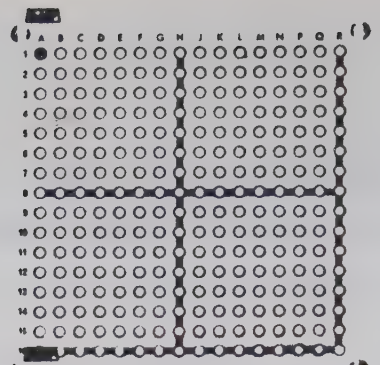
PD2

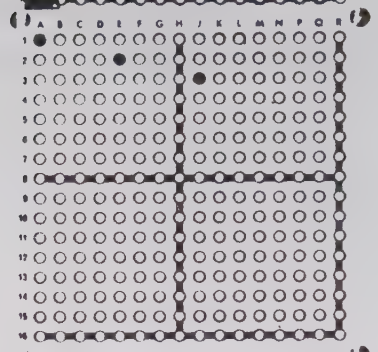


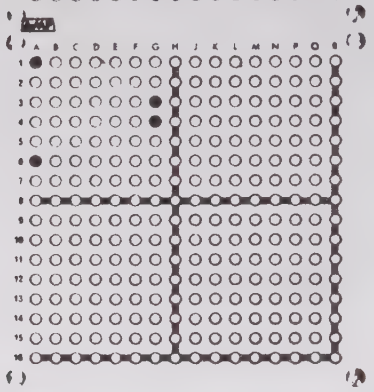
PD3

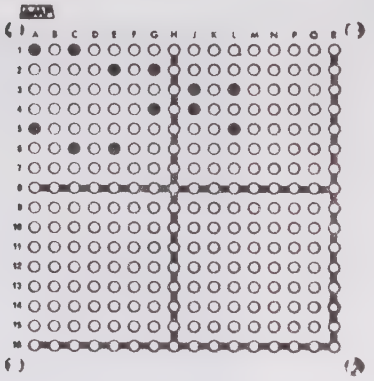


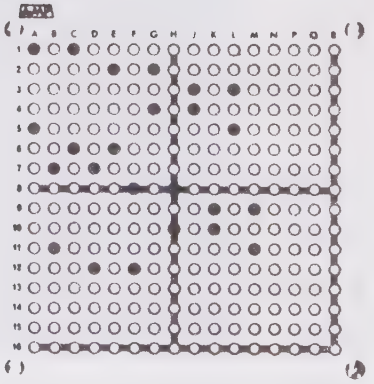
PD3 – S3 SERIE











dents est représenté figure II.16. (a - b). Des plaquettes perforées ont été réalisées pour les montages les plus courants et évitent toute erreur dans la programmation des séquences : figure II.17.. Les schémas les plus usuels et le câblage correspondant de la matrice est représenté figure II.18.

Le décodeur D_1 pour lequel les fonctions à réaliser contiennent un grand nombre de variables est également réalisé simplement par une matrice à diodes figure II.19.

L'inconvénient majeur des décodeurs à diodes est que la mise en cascade des opérateurs logiques amène une chute progressive de la tension représentative du niveau logique. Dans notre cas particulier où seulement deux opérateurs se succèdent et où la résistance de charge R_c est fixe et élevée, le choix de R^+ et R^- nous procure un fonctionnement correct dans tous les cas possibles.

Remarque : La polyvalence du montage, critère qui a amené à cette réalisation du décodeur D_2 est fonction de l'utilisation particulière que nous envisageons. Il est bien évident que lors d'applications industrielles précises la réalisation peut encore être simplifiée. Le "OU" logique peut par exemple se faire sur l'étage d'entrée de l'amplificateur d'impulsions.

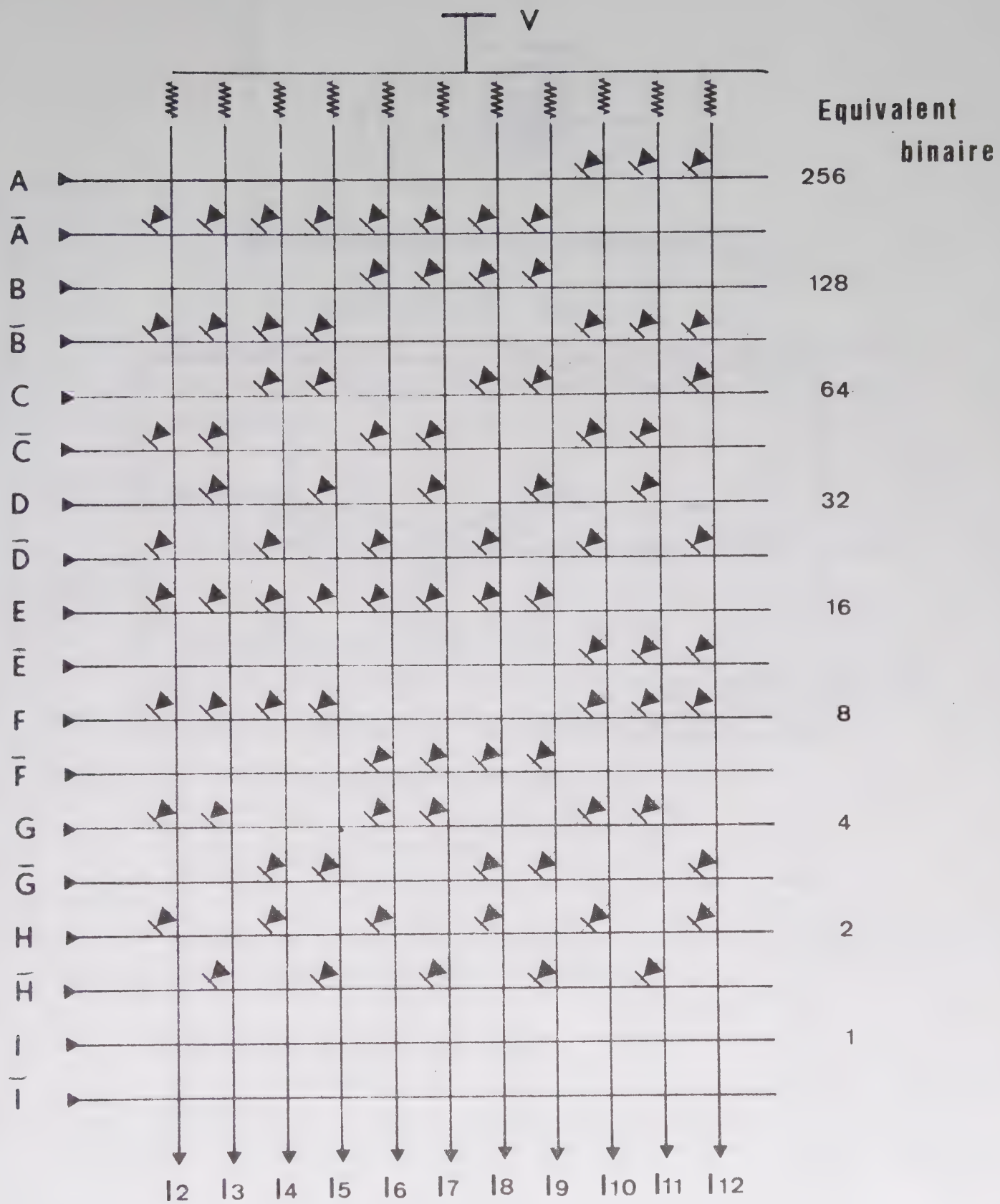


Fig. II.19. - Réalisation du décodeur D1

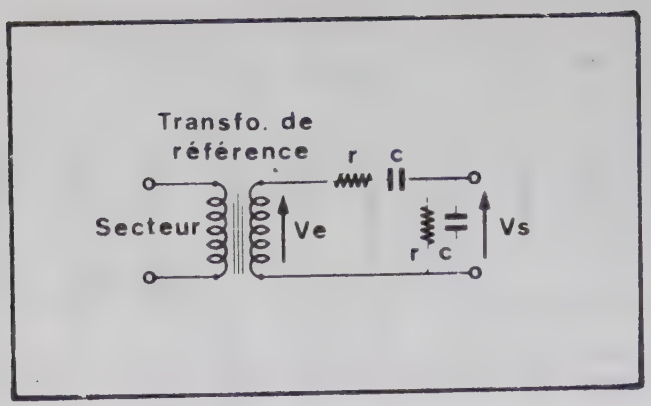


Fig. II.20. - Filtre d'entrée

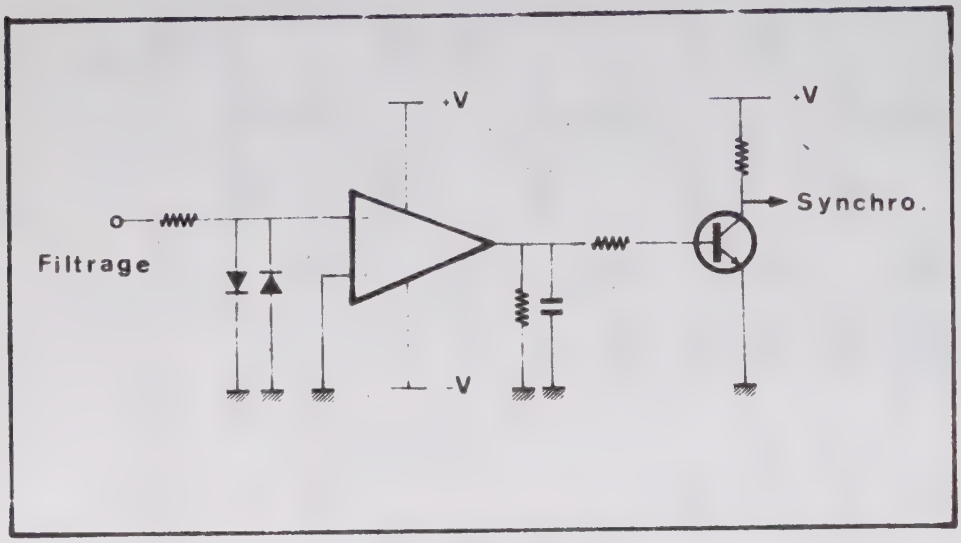


Fig. II.21. - Mise en forme

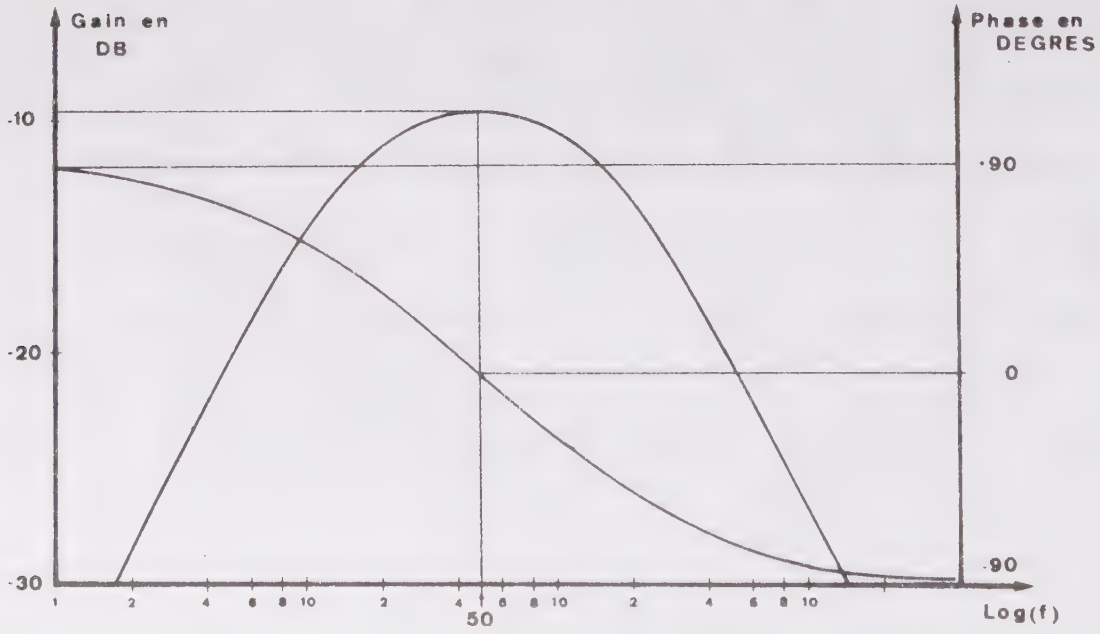


Fig. II.22. - Réponse en fréquence du filtre d'entrée

CHAPITRE III

L'ELECTRONIQUE ASSOCIEE AU SYSTEME SEQUENTIEL

Les montages que nous allons décrire ici ne sont pas spécifiques à la commande numérique. Nous expliquerons succintement leur fonctionnement ou leurs particularités.

III.1. La référence de phase

Elle délivre une tension carrée en phase avec le signal secteur de référence.

1.1. Le filtre d'entrée figure II.20.

C'est un filtre passe-bande, montage RC en pont de WIEN centré sur 50 Hz ; pour cette fréquence aucun déphasage n'est introduit.

La fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R\,C\,p}{1 + 3\,R\,C\,p + R^2\,C^2\,p^2}$$

En choisissant le maximum de la courbe de gain pour $\omega_M = \frac{1}{R\,C} = 2\pi \times 50$ Hz, nous obtenons le diagramme de Bode de la figure II.22.

1.2. La mise en forme (figure II.21).

Le comparateur bascule au passage à zéro de la tension d'entrée dont l'amplitude est limitée par les diodes tête-bêche. L'étage de sortie à transistor, fournit la puissance nécessaire à la commande de tous les circuits logiques.

III.2. Module d'élargissement et de suppression des impulsions gâchettes (figure II.23.)

En sortie de la matrice à diode et avant d'attaquer l'amplificateur d'impulsions de gâchettes nous intercalons un premier amplificateur dont la structure est fonction de l'utilisation particulière du pont de puissance.

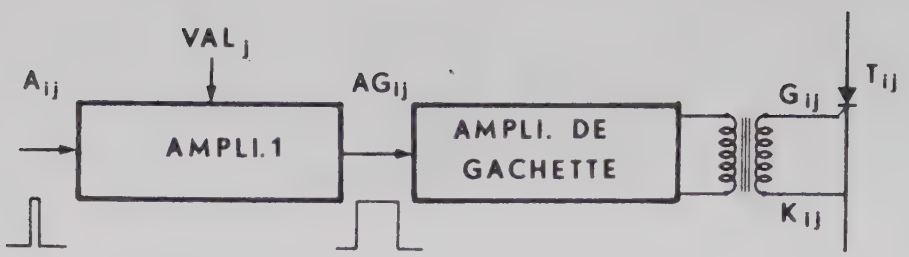


Fig. II.23. - Module d'élargissement
et de suppression des impulsions de gâchettes

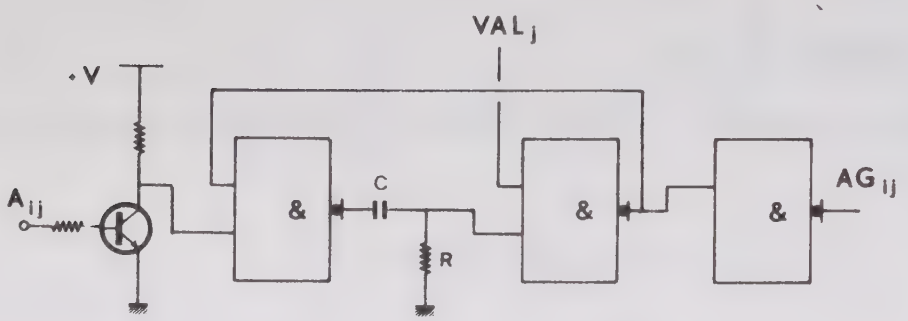


Fig. II.24. - Schéma d'une voie de l'ampli 1

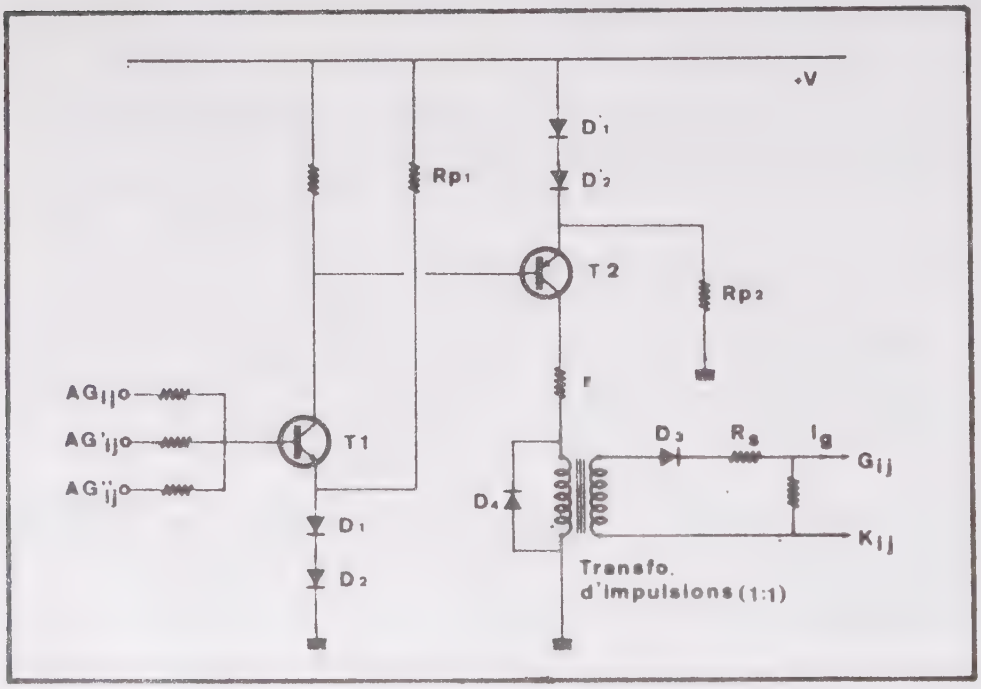


Fig. II.25. - Un amplificateur d'impulsions de gâchette

. Le pont débite sur charge résistive : l'amplificateur 1 n'a aucune raison d'être, les impulsions de 111 µS venant de la matrice à diodes attaquent directement l'amplificateur de gâchette.

. Le pont fonctionne en redresseur-onduleur 4 quadrants : Afin d'assurer la commutation du courant dans le circuit de charge des ponts de thyristors direct ou inverse conduisent tour à tour. Les ponts redresseur et onduleur ne doivent jamais fonctionner simultanément. A cet effet, le système de régulation doit émettre des signaux logiques d'inhibition des impulsions gâchettes vers l'un ou l'autre des ponts.

L'amplificateur présente donc un système de portes qui valide ou non les impulsions gâchettes par groupe de 3 thyristors.

. Le pont doit s'amorcer sur charge selfique, en conduction discontinue. Des impulsions gâchettes de durée supérieure à 111 µS sont alors nécessaires. Après amplification, les impulsions A ou Bij attaquent des montages monostables qui délivrent des impulsions de durée maximale 200 µS. Cette durée limite est imposée par le transformateur d'impulsions de l'amplificateur de gâchette.

La structure d'une voie de l'amplificateur 1, dans le cas où toutes ces possibilités sont offertes est représentée figure II.24.

Remarque : C'est également à ce niveau que pourrait être réalisé le dispositif d'élargissement des signaux de gâchette par un train d'impulsions. L'horloge interne serait utilisée comme oscillateur.

III.3. Les amplificateurs d'impulsions de gâchette (figure II.25.)

Les deux types de thyristors amorcés C 33 et C 147 présentent des caractéristiques de gâchette suffisamment voisines (Annexes 1) pour que la même structure de montage amorceur soit utilisée pour tous. Les valeurs élevées du courant instantané de gâchette nécessitent deux étages d'amplification à transistor. L'ordre de grandeur de ce courant I_g fixe le type de transformateur d'intensité, celui-ci nous impose alors un produit V x t limite (V amplitude de la tension de l'impulsion transmise, t sa durée). {II.13.}

La durée t de l'impulsion est choisie suivant la constante de temps d'établissement du courant dans le circuit de puissance, V s'en déduit.

La tension de sortie du générateur d'impulsion est connue, la caractéristique de gâchette des thyristors utilisés permet de déterminer la résistance de sortie $R = r + R_S$ puis r et R_S. La droite de charge doit se situer

toute entière dans la zone d'amorçage certain, elle nous permet de vérifier que la puissance moyenne maximale permise n'est pas atteinte. Les diodes D_1, D_2, D'_1, D'_2 polarisées au repos procurent au montage une immunité aux parasites élevée en assurant un blocage énergique des transistors T_1, T_2.

La diode D_4 évite l'impulsion inverse sur la gâchette lors du passage de T_2 de la saturation au blocage.

Lorsque le thyristor est conducteur, la jonction gâchette-cathode est polarisée en direct ; la diode D_3 évite toute circulation de courant direct à travers la faible impédance présentée par R_S et l'enroulement primaire du transformateur d'impulsions. La résistance R_g améliore la tenue au blocage du thyristor lorsqu'aucune impulsion gâchette n'est générée.

Remarque :

Un module de trois amplificateurs d'impulsions a été réalisé à l'aide de circuits intégrés récemment apparu sur le marché (ISOGATE MODEL 812-14-04). Le circuit délivre un train d'impulsions de courant de fréquence 20 KHz, d'amplitude pouvant aller jusqu'à 1,1 A crête ; la durée du train d'impulsion est commandée par un niveau logique TTL-DTL. Si la réalisation s'en trouve notablement simplifiée son utilisation dans notre cas particulier, ne s'avère pas économiquement justifiée.

III.4. L'affichage décimal de l'angle de retard

Lors des essais, l'angle de retard à l'amorçage peut être réglé manuellement par l'utilisateur. L'angle affiché en binaire, sur huit inverseurs, est transmis à la logique de commande. Afin de rendre plus aisées la lecture et les manipulations, l'angle sera affiché en décimal sur trois commutateurs représentant les centaines, dizaines, unités.

C est un commutateur à 2 positions e_{c_o}, e_{c_1}

D est un commutateur à 10 positions e_{d_o}, e_{d_9}

U est un commutateur à 10 positions e_o, e_9

Le circuit convertit les nombres décimaux de 0 à 199 dans leur équivalent binaire de huit digits. La forme d'écriture ci-après permet une circuiterie allégée.

en décimal $\alpha_d = (100 \times C)_d + (10 \times D)_d + U_d$

en binaire $\alpha_b = (100 \times C)_b + (10 \times D)_b + U_b$

La conversion s'effectue alors suivant le bloc diagramme de la figure II.26.

Les équations logiques de chaque codeur s'élaborent à partir des tables de vérité : tableau II.1.. Malgré le nombre élevé d'entrées les expressions logiques obtenues sont simples car une seule des variables est à un à la fois. On obtient les expressions suivantes :

$S_1 = e_1 \vee e_3 \vee e_5 \vee e_9$ $\qquad$ $S_5 = S_6 = S_7 = S_8 = 0$

$S_2 = e_2 \vee e_3 \vee e_6 \vee e_7$

$S_3 = e_4 \vee e_5 \vee e_6 \vee e_7$

$S_4 = e_8 \vee e_9$

$S'_1 = 0$ $\qquad$ $S'_5 = ed_2 \vee ed_3 \vee ed_5 \vee ed_6 \vee ed_8 \vee ed_9$

$S'_2 = ed_1 \vee ed_3 \vee ed_5 \vee ed_7\ ed_9$ $\qquad$ $S'_6 = ed_5 \vee ed_5 \vee ed_6$

$S'_3 = ed_2 \vee ed_3 \vee ed_6 \vee ed_7$ $\qquad$ $S'_7 = ed_7 \vee ed_8 \vee ed_9$

$S' = ed_1 \vee ed_3 \vee ed_4 \vee ed_6 \vee ed_9$ $\qquad$ $S'_8 = 0$

$S''_1 = 0$ $\qquad$ $S''_5 = 0$

$S''_2 = 0$ $\qquad$ $S''_6 = ec_1$

$S''_3 = ec_1$ $\qquad$ $S''_7 = ec_1$

$S''_4 = 0$ $\qquad$ $S''_8 = 0$

Deux étages d'additeurs de huit digits permettent d'obtenir la forme binaire de l'angle.

α_d	e_o	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6	e_7	e_8	e_9	S_8	S_7	S_6	S_5	S_4	S_3	S_2	S_1
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
6	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1

α_d	ed_0	ed_1	ed_2	ed_3	ed_4	ed_5	ed_6	ed_7	ed_8	ed_9	S'_8	S'_7	S'_6	S'_5	S'_4	S'_3	S'_2	S'_1
00	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0
20	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0
30	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
40	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
50	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0
60	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
70	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0
80	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0
90	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0

α_d	e_{c_0}	e_{c_1}	S''_8	S''_7	S''_6	S''_5	S''_4	S''_3	S''_2	S''_1
0(00)	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1(00)	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0

Tableau II.1.. Conversion décimale (unités - dizaines - centaines) binaire.

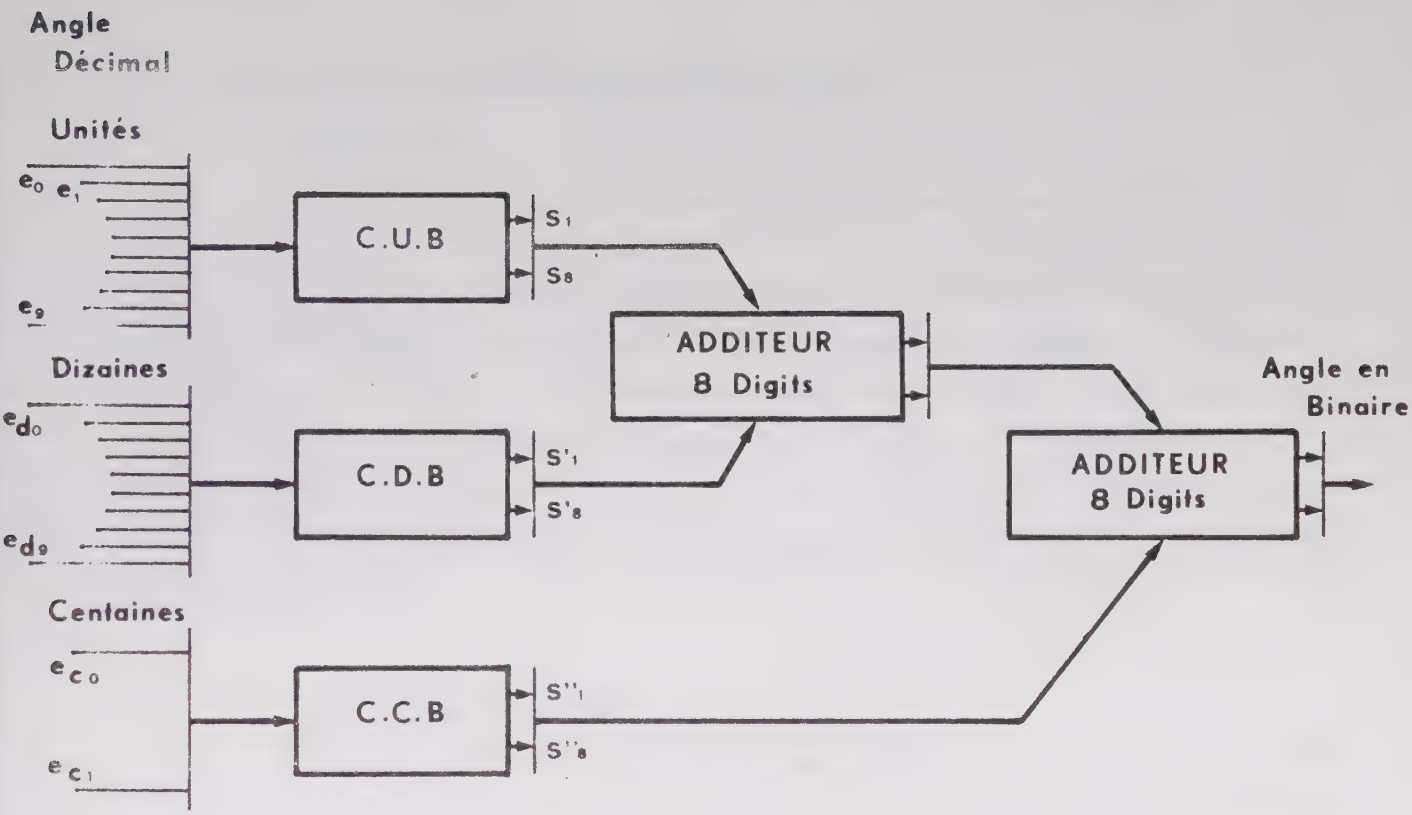


Fig. II.26. - Bloc fonctionnel de la conversion décimale-binaire

III.5. Les alimentations de tensions continues :

Les alimentations + 15 v, - 15 v, 1,5 A ; + 5 v, 1,5 A, ont été réalisées simplement à l'aide de régulateurs de tensions intégrés. Une limitation de courant assure les protections contre les court-circuits. Côté alternatif, un filtre spécial atténue les surtensions qui transitent par le réseau. Côté continu, le découplage est assuré au niveau de chaque groupe de circuits.

CHAPITRE IV

LES PERFORMANCES ET LES EXTENSIONS POSSIBLES

IV.1. Les caractéristiques du système séquentiel

1.1. Résolution

Afin d'obtenir un affichage direct de l'angle en degrés nous avons choisi une fréquence de l'horloge de 18 kHz. Tout en gardant la même capacité du compteur R_1, une meilleure résolution peut être obtenue en augmentant la fréquence d'horloge. La fréquence de fonctionnement maximale est celle qui, pour une demi-période, soit 180 degrés d'angle électrique ferait passer le compteur de 0 à 255. Chaque incrémentation du compteur R1 correspond cette fois à 180/255 égale à 0,72 degrés. Une telle valeur n'est d'ailleurs pas souhaitable car les déphasages de 60° entre impulsions ne sont pas obtenus avec plus de précision.

1.2. Précision - Réglages

En régime établi la seule source d'imprécision provient de la référence de phase elle-même. Lors du filtrage et de la mise en forme les faibles déphasages introduits conditionnent la précision dans tout le reste du montage. La variation de la fréquence dans le domaine défini précédemment ($48 < f < 51$ Hz) occasionne une variation de phase de deux degrés en sortie du filtre passe-bande. Cette erreur qui avait déjà lieu pour les montages analogiques est la seule source d'imprécision des montages à commande numérique.

L'absence totale de réglages à effectuer facilite la mise en service du système.

1.3. Temps de réponse :

Dans le cas le plus défavorable il est d'une période. Pour une régulation numérique continue il intervient directement sur les performances du système. Afin de ne pas ralentir l'ensemble, il doit être très inférieur au temps de réponse de l'organe commandé.

IV. 2. Les possibilités

2.1. Butée onduleur :

Suivant le mode d'utilisation du module cette protection peut s'effectuer de plusieurs manières. En commande par calculateur il est bien évidemment facile d'obtenir cette butée par programmation sans alourdir beaucoup l'organigramme. En commande numérique directe, elle pourrait être réalisée par comparaison de R_1 à la valeur de la butée. Lors de l'égalité, l'impulsion I_1 doit être générée, lorsque R_1 devient supérieur à la butée onduleur le comptage doit alors être suspendu.

2.2. Les fonctions de linéarisation :

Dans certains cas particuliers des relations bien définies doivent être vérifiées entre la tension de sortie moyenne et la valeur de l'entrée de commande du module. La fonction le plus souvent utilisée est ARCCOS qui permet dans beaucoup de cas la linéarisation de la fonction de transfert du module.

Le logiciel offre de nouveau ici de nombreuses facilités. Par câblage, une mémoire morte insérée entre l'affichage de la référence et le registre R1, permettrait la réalisation de fonctions diverses.

En commande par calculateur, le problème est facilement résolu.

TROISIEME PARTIE

LES ESSAIS DE CE SYSTEME DE COMMANDE NUMERIQUE

TROISIEME PARTIE

LES ESSAIS DE CE SYSTEME DE COMMANDE NUMERIQUE

CHAPITRE I : DESCRIPTION DU MONTAGE REDRESSEUR UTILISE POUR LES ESSAIS

I.1. Le circuit de puissance

- 1.1. Schéma de principe
- 1.2. Commandes et protections

I.2. La commande numérique

I.3. La charge des montages redresseurs

- 3.1. Le rhéostat
- 3.2. L'inductance
- 3.3. Le groupe moteur-génératrice
  - 331. Généralités
  - 332. Le dispositif réalisé

I.4. Organisation générale du montage

- 4.1. Commandes relatives à la partie puissance
- 4.2. Fonctions de commande de l'électronique

CHAPITRE II : LES ESSAIS EFFECTUES

II.1. Les essais en commande locale

- 1.1. Relevé des caractéristiques statiques (R, R-L)
- 1.2. Commutations de l'angle d'amorçage sur charge R, L
- 1.3. Fonctionnement sur induit de moteur
  - 3.1. Les séquences de mise en charge
  - 3.2. Les relevés effectués

II.2. Les essais en commande par calculateur

- 2.1. Le calculateur
- 2.2. Les modules temps réel
- 2.3. Le logiciel disponible
- 2.4. La liaison entre le Multi-8 et le convertisseur
- 2.5. Un exemple d'utilisation

INTRODUCTION

Nous avons voulu tester le fonctionnement de notre commande numé- sur un montage redresseur assez puissant et assez complexe pour être proche des conditions normales d'utilisation.

Notre choix s'est porté sur un montage à 2 ponts, PD 3 et S 3 pouvant fonctionner indifféremment seuls ou en série. Dans le cas le plus complexe, il y a donc 12 thyristors à amorcer par cycle.

Pour des raisons économiques nous nous sommes limités à une puissance totale de 20 kW à la sortie continue.

On trouvera dans le premier chapitre la description de ce montage d'essais et dans le chapitre suivant le compte rendu des mesures et essais effectués, en particulier lorsque le système de commande est relié à un calculateur numérique.

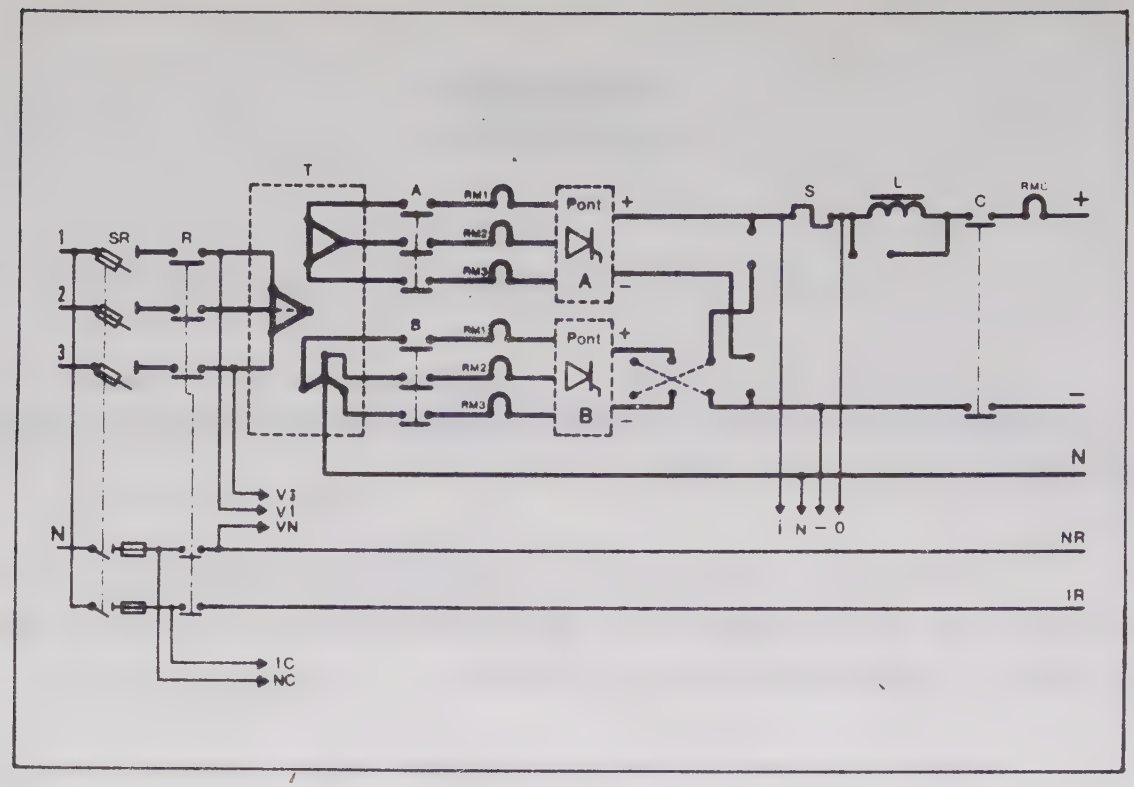


Figure III.1. - Schéma de principe

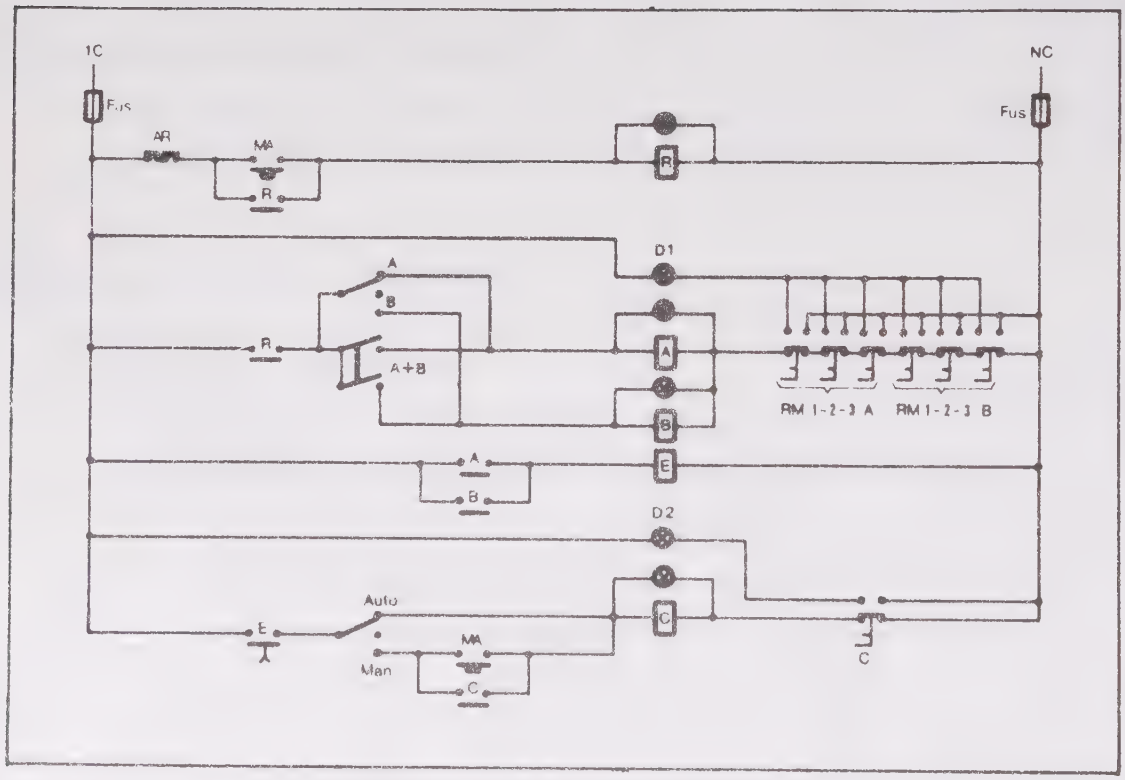


Figure III.2. - Commandes et protections

CHAPITRE I

DESCRIPTION DU MONTAGE REDRESSEUR UTILISE POUR LES ESSAIS

I.1. Le circuit de puissance :

I.1. Schéma de principe (figure III.1)

Le transformateur triphasé présente deux enroulements secondaires distincts. Le primaire étant alimenté en triangle sous 380 volts, le premier secondaire S1 délivre des tensions de 127 volts par colonne, tandis que le deuxième secondaire fournit 220 volts. A partir de ces deux systèmes de tensions triphasées, représentés figure III.3., le couplage de S1 en triangle et S2 en étoile, nous permet d'obtenir deux systèmes de tensions triphasées de même amplitude ; les deux systèmes sont déphasés l'un par rapport à l'autre de 30°. Cette configuration nous permet d'obtenir une tension redressée d'ordre 12 par la mise en série des ponts A et B et ceci sans recourir à l'utilisation d'une bobine interphase.

Chaque enroulement secondaire est dimensionné pour une puissance de 19 kVA.

Deux ponts de six thyristors sont utilisés (figure III.4.) : le pont A est constitué de thyristors C31 qui supportent un courant efficace direct de 25 A. La structure du pont B est semblable, les thyristors C147 (53 A eff.) autorisent une puissance débitée plus élevée.

Pour permettre les différents types d'utilisation ces deux ponts peuvent être couplés en parallèle, série ou tête-bêche.

L'inductance de lissage L est utilisée lorsque les ponts débitent sur un induit de moteur. Pour les autres applications elle peut être court-circuitée.

Les spécifications du circuit de puissance :

Le tableau I nous permet de situer la gamme de puissance où ont été effectués les essais. Les courants limites ont été fixés en fonction des récepteurs dont nous disposions et ne font pas travailler le transformateur et les ponts au maximum de leurs possibilités.

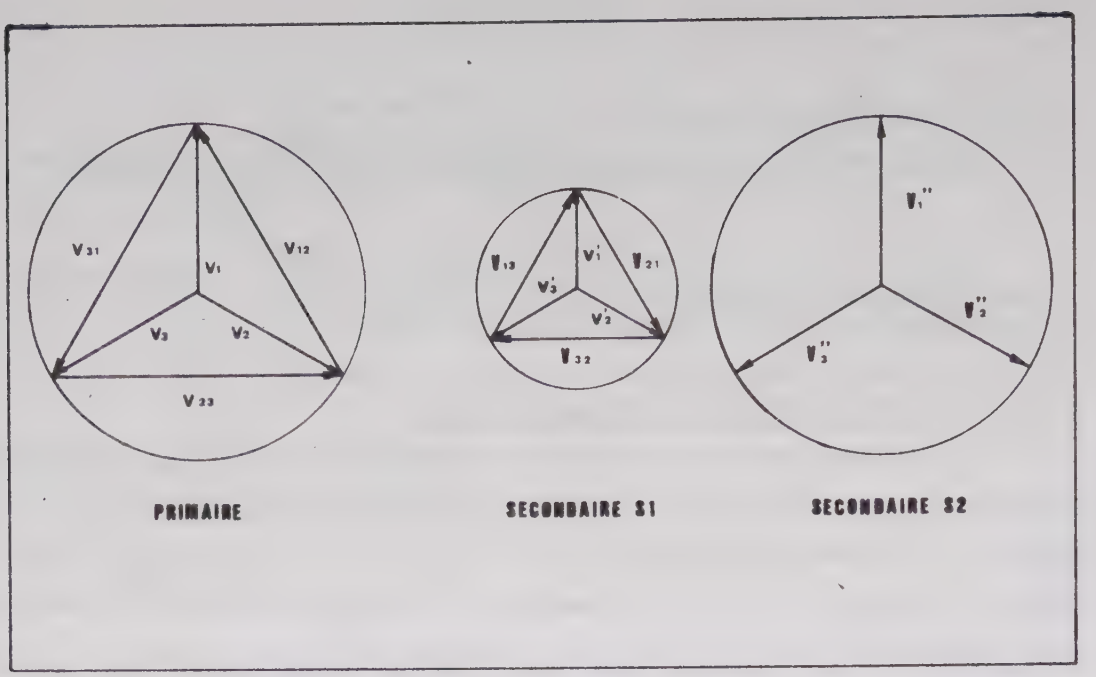


Figure III.3. - Le transformateur triphasé

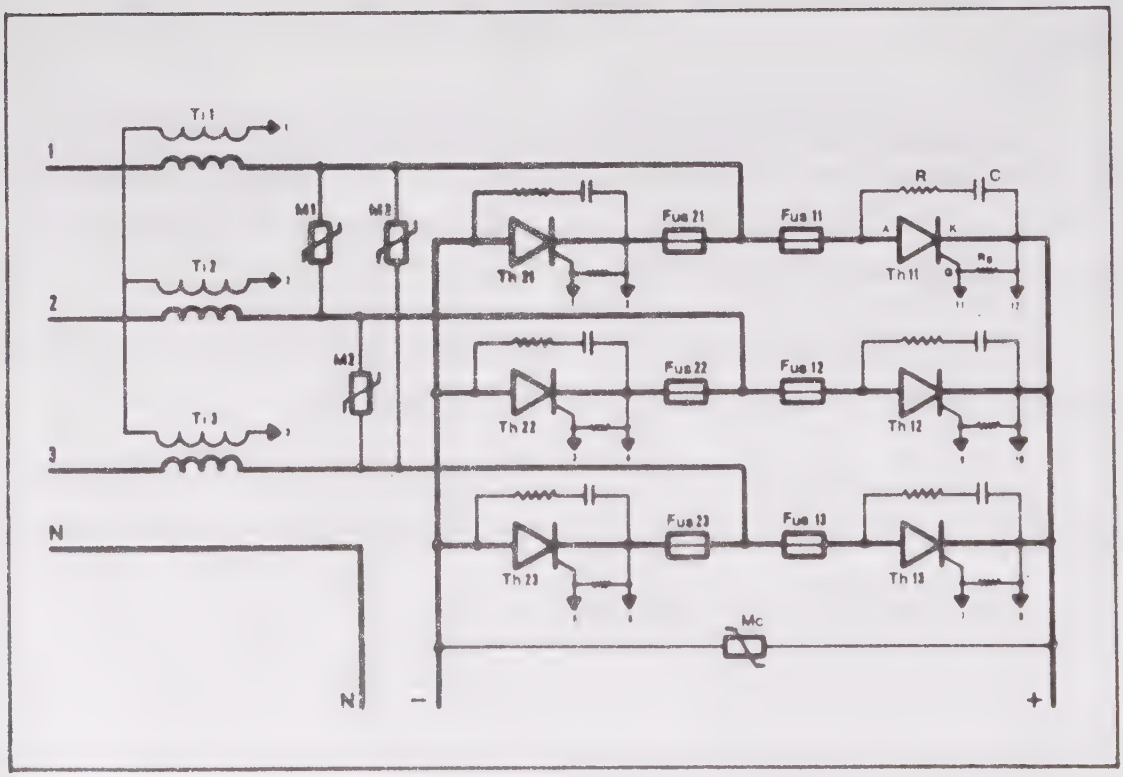


Figure III.4. Schéma d'un pont de thyristors

TABLEAU I ; Spécifications du circuit de puissance côté continu :

Montage réalisé	Tension moyenne pleine onde (Charge résistive)	Courant efficace maximum dans la charge
P1-B	57,5 volts	20 A. eff.
PD2-B	115 volts	28 A. eff.
P3-B	148 volts	34 A. eff.
PD3-B ou S3-A	296 volts	34 A. eff.
PD3-B/S3-A série	592 volts	34 A. eff.

1.2. Commandes et protections (figures III.1., III.2.)

Nous allons décrire succintement les fonctions réalisées par la commande lors de la mise sous tension du dispositif ainsi que les diverses protections assurées.

La commande :

. La fermeture du sectionneur réseau SR permet la mise sous tension de la logique de commande des contacteurs par IC-NC.

. La mise sous tension du dispositif se fait tout d'abord par l'alimentation des transformateurs. L'action sur le poussoir MA provoque la fermeture du contacteur réseau R et réalise :

- l'alimentation du transformateur de puissance à deux secondaires,
- la mise sous tension de l'électronique d'amorçage par IR NR,
- la transmission des références de phases V1, V3, VN au dispositif électronique.

Dès lors, la mise sous tension des ponts de thyristors A ou B ou les deux peut se faire. Deux inverseurs commandent les contacteurs A et B relatifs au pont de thyristors correspondant.

La fermeture de ces contacteurs A, B peut se faire simultanément à la fermeture de R.

Afin de permettre la synchronisation de l'oscillateur asservi, la fermeture du circuit, côté continu, est obligatoirement retardée par rapport à la mise sous tension de l'électronique d'amorçage.

La fermeture du contacteur continu C, ne peut se faire qu'après la fermeture du contact E. E est temporisé à la fermeture de A ou B.

En position AUTO, C est alimenté dès que la temporisation est écoulée.

En position MAN, C est alimenté après la temporisation et par une action sur le poussoir MA.

La protection des thyristors {III.1} {III.2}

Différents moyens doivent être mis en oeuvre pour sauvegarder les caractéristiques des thyristors quelles que soient les conditions de fonctionnement auxquelles ils sont soumis. Nous n'envisageons ici que les protections devant répondre à des surcharges accidentelles.

Les surcharges en courant peuvent être classées en deux groupes :

- les surcharges dues à un dépassement des valeurs nominales,

- les courts-circuits où la valeur du courant n'est plus imposée par la charge mais uniquement par l'impédance du court-circuit.

Les protections relatives à chacune de ces surcharges sont, elles aussi, distinctes.

Les spécifications des thyristors permettent de déterminer la caractéristique temps-courant qui délimite la zone de fonctionnement correct. Pour de courtes durées, seule la protection par fusibles rapides est efficace (fig. III.4). C'est alors la fusion du fusible qui assure la limitation du courant à une valeur I_p admissible par le thyristor. Lorsque les courants de surcharge sont moins importants, les durées d'interventions deviennent suffisamment grandes pour que la protection soit assurée par les relais magnétiques (fig. III.1.). La surcharge côté continu, par le contacteur C. Les ponts A et B continuent d'être alimentés ce qui permet une commutation normale des thyristors lors de l'annulation du courant. Côté alternatif, la surcharge est détectée dans chacune des six phases par les relais magnétiques RM 1-2-3 A, RM 1-2-3 B. Lorsque l'un d'eux déclenche il provoque l'ouverture simultanée des contacteurs A, B, C. La coordination entre la protection par fusibles et la protection par relais facilite la remise en fonctionnement du dispositif après un incident.

Planche 3

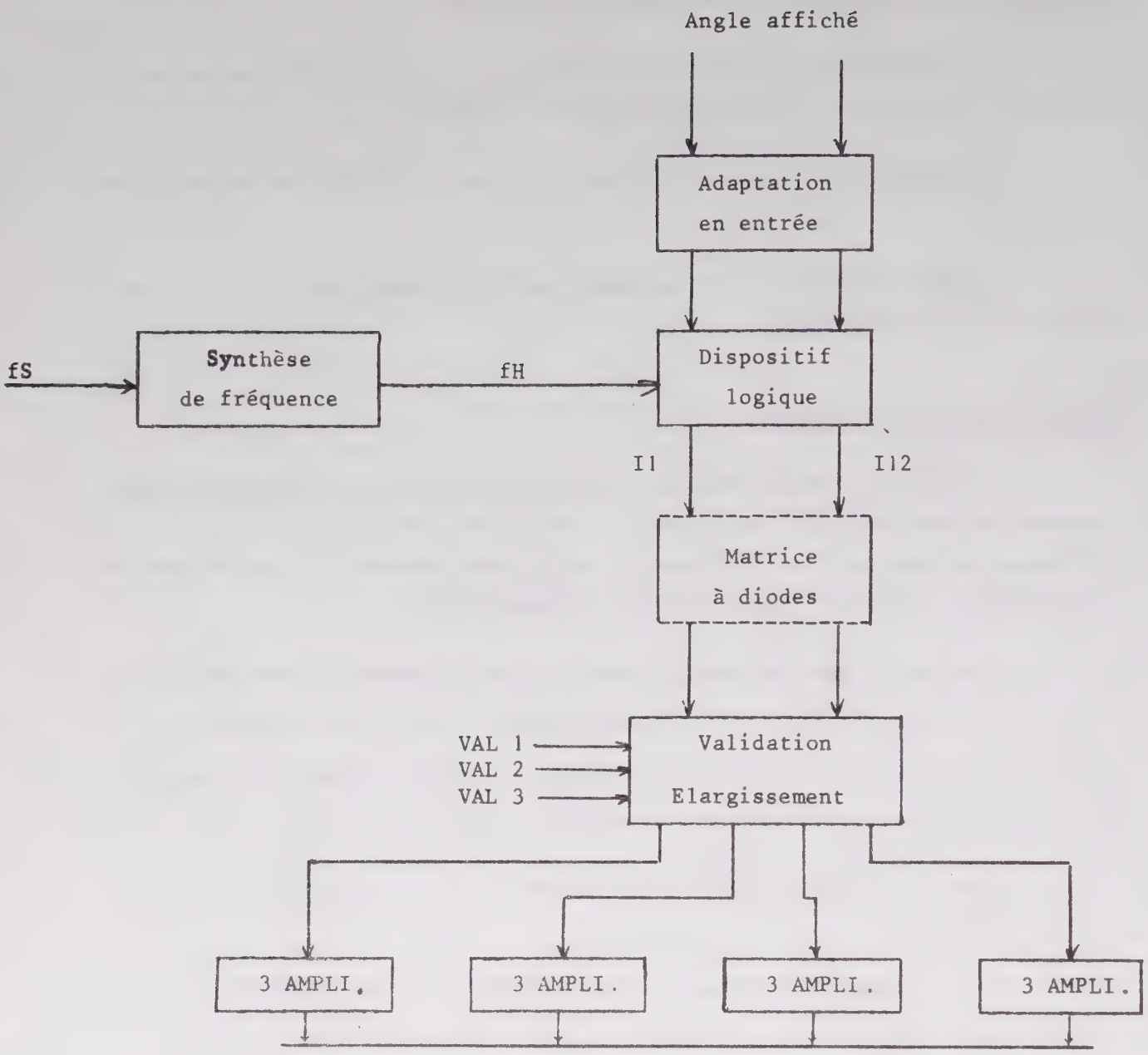


Fig. III.5. Le dispositif de commande

Protection contre les surtensions : le dépassement des caractéristiques de blocage en direct, une vitesse de croissance de la tension directe trop importante peuvent provoquer un amorçage intempestif et dangereux. La tenue en tension inverse doit être également respectée.

Les causes de surtensions sont pourtant nombreuses : commutations dans les circuits selfiques, surtensions se propageant par le réseau, surtensions dues à des tensions d'arc de fusibles élevées. Afin de se prémunir contre ces surcharges deux dispositifs sont employés :

- La suppression des surtensions entre phases ou du côté continu se fait grâce à des éléments à caractéristique non linéaire (fig. III.4.). A partir d'une valeur nominale la tension est écrêtée, la résistance dynamique de l'élément devient faible, l'élément doit pouvoir dissiper l'énergie contenue dans le transitoire.

- Un circuit RC aux bornes de chaque thyristor limite la vitesse de variation de la tension appliquée (fig. III.4).

I.2. La commande numérique

Le dispositif réalisé est conforme au schéma de principe décrit au paragraphe I.32 de la deuxième partie.

Les diverses fonctions de l'électronique de commande sont élaborées par les circuits suivants (Fig. III.5).

Module 1 :

C'est l'interface qui réalise la conversion entre l'angle affiché sous forme décimale et son équivalent binaire sur 8 digits.

Module 2 :

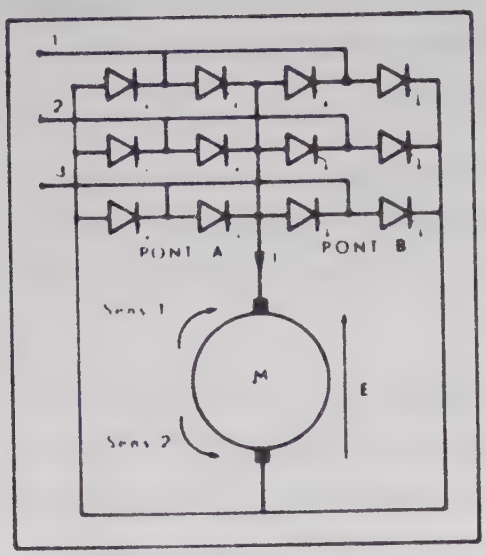
Le circuit de synthèse de fréquence délivre un signal horloge de fréquence multiple de celle du secteur.

Module 3 :

Le dispositif logique (compteurs - comparateurs) et le décodeur D1 délivrent les douze impulsions (I1 à I12) décalées entre elles de 30° et dont la première I1 est déphasée de l'angle α par rapport au signal de référence.

Le décodeur D2 est accessible à l'utilisateur. La matrice à diodes permet le choix de la répartition des impulsions de gâchette pour chaque thyristor.

Planche 4



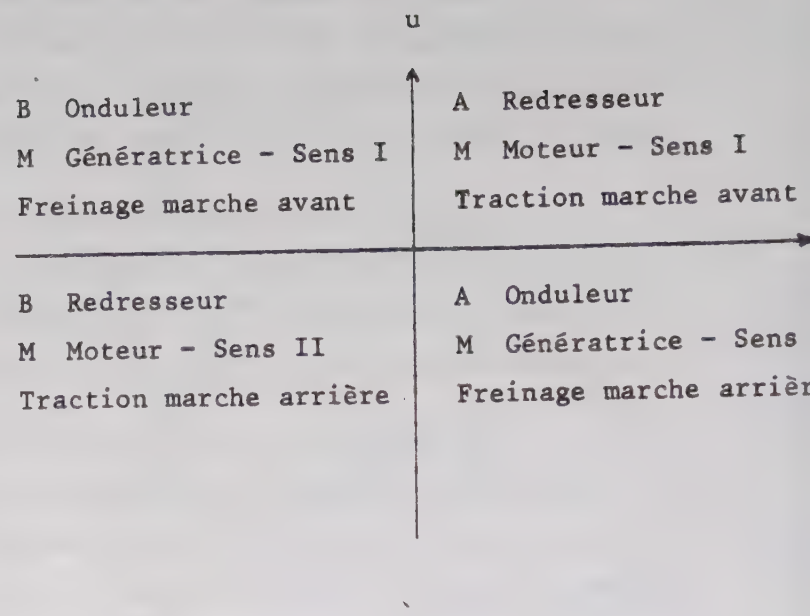


Fig. III.6. Fonctionnement d'un convertisseur réversible

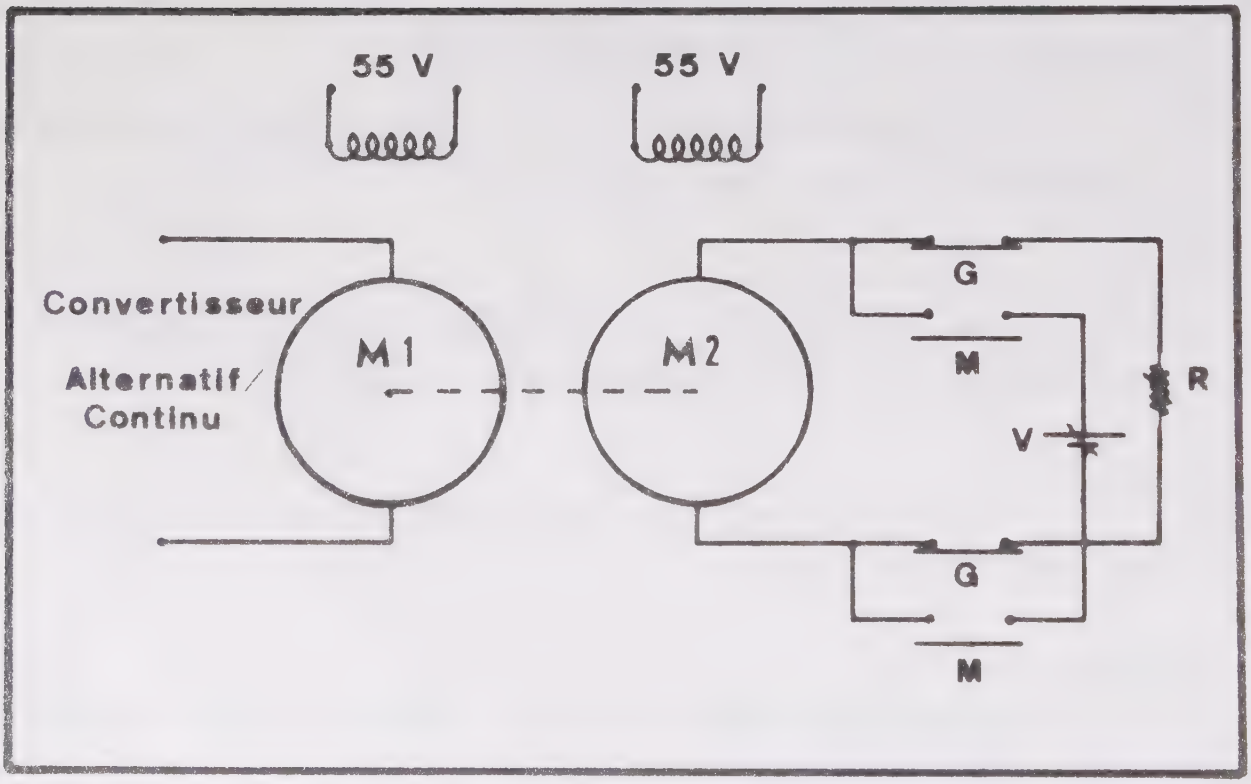


Fig. III.7. Schéma de principe du groupe commandé

Module 4 : Les douze lignes de sortie de la matrice à diodes attaquent ce module de validation et d'élargissement des impulsions.

Modules 5 à 8 :

L'étage final avant les thyristors est constitué par les quatre modules de trois amplificateurs d'impulsions de gâchette.

I.3. La charge des montages redresseurs

3.1. Le rhéostat

Ce plan de charge réalisé à l'I. U. T. permet les essais en puissance sur une charge résistive. Trois résistances de 7 ohms et trois résistances de 1 ohm sont regroupées dans une enceinte ventilée. Un jeu de barres de connexions permet la mise en série ou en parallèle des divers éléments.

Le courant admissible en ventilation forcée est de 30 A. pour les résistances de 7 ohms et de 80 A pour les résistances de 1 ohm. Afin de protéger le rhéostat des mauvaises manipulations, un système de commande à contacteurs impose que le ventilateur soit sous tension avant que les résistances puissent être mises en circuit.

3.2. L'inductance

Un noyau en tôles au silicium (silicore) autour duquel est bobiné le circuit électrique permet d'obtenir un coefficient de self inductance relativement élevé pour un volume réduit. Une amélioration est également obtenue du point de vue des pertes qui sont notablement plus faibles que pour les tôles ordinaires en acier.

L'inductance réalisée présente un coefficient de self-inductance de 25 mH, son courant nominal est de 50 ampères.

3.3. Le groupe moteur-génératrice :

331. Généralités :

Afin de tester le convertisseur dans des conditions réelles de fonctionnement il nous a paru intéressant de l'utiliser en redresseur-onduleur sur induit de moteur à courant continu.

Le convertisseur est constitué de deux ponts complets qui peuvent donc travailler chacun pour les deux sens de la tension redressée. A l'aide des deux ponts en antiparallèle nous pouvons obtenir les divers modes de fonctionnement représentés(figure III.6.).

Dans les applications usuelles les ponts fonctionnent en onduleur lorsque la charge devient entraînante. L'énergie -potentielle pour les dispositifs de levage, cinétique pour les dispositifs de traction- est récupérée lors du freinage et renvoyée vers le réseau lorsqu'un des ponts fonctionne en onduleur (figure III. 6).

332. Le dispositif réalisé :

Afin d'étudier ce fonctionnement dans les quatre quadrants nous faisons débiter le convertisseur sur un groupe moteur génératrice représenté schématiquement (figure III.7.).

Les deux machines à courant continu M1, M2 sont couplées mécaniquement. Le circuit de commande du groupe assure les fonctions suivantes :

- lorsque M1 fonctionne en moteur, M2 travaille en génératrice, le couple résistant qu'elle provoque peut être modifié par une variation de la résistance du rhéostat de charge Rch. C'est ce qui nous permettra de faire varier le courant débité par le montage redresseur.

- lorsque M1 fonctionne en génératrice, M2 fonctionne en moteur.

- la commande assure un verrouillage entre ces deux modes de fonctionnement. Elle oblige l'opérateur à passer par l'arrêt avant chaque commutation de mode. Lorsque M2 fonctionne en moteur un dispositif à contacteur assure un démarrage progressif en augmentant le courant d'induit par bonds. Le démarrage doit se faire alors que la génératrice ne débite pas, le groupe atteint ainsi, sans surintensité, sa vitesse maximale.

- Une protection magnétique détecte les surintensités et provoque l'arrêt immédiat du système.

Les deux machines M1, M2 sont identiques, leurs caractéristiques électriques sont les suivantes :

Puissance : 0,25 à 4 cv.
Excitation séparée : 55 volts
Moteur : - tension : 22/125 volts.
Courant : 10/25 Amp.
Vitesse : 400/2 300 tr/mn.

Remarque :

Le système de commande mis au point ne nous permet que des essais statiques. Il ne permet pas la commutation automatique et sans temps mort d'un quadrant à l'autre.

Les séquences de mise en charge du montage fonctionnant en redresseur ou onduleur sont décrites plus précisément p. 103.

I.4. Organisation générale du montage (figure III.8.)

4.1. Commandes relatives à la partie puissance

Les commandes, signalisations, points test du circuit de puissance sont regroupés au niveau 2 du rack, (figure III.8.). Les diverses fonctions réalisées apparaissent en détail sur la figure III.9.. Les divers états possibles y sont matérialisés par des voyants. Seul le couplage des ponts redresseurs se fait sur une plaquette à bornes à l'arrière du rack. Les diverses possibilités sont représentées sur la figure III.10.

4.2. Fonctions de commande de l'électronique

Le circuit de puissance permet la réalisation des diverses structures de montages redresseurs, les commandes relatives à l'électronique d'amorçage sont situées au niveau 5 du rack (figure III.8.).

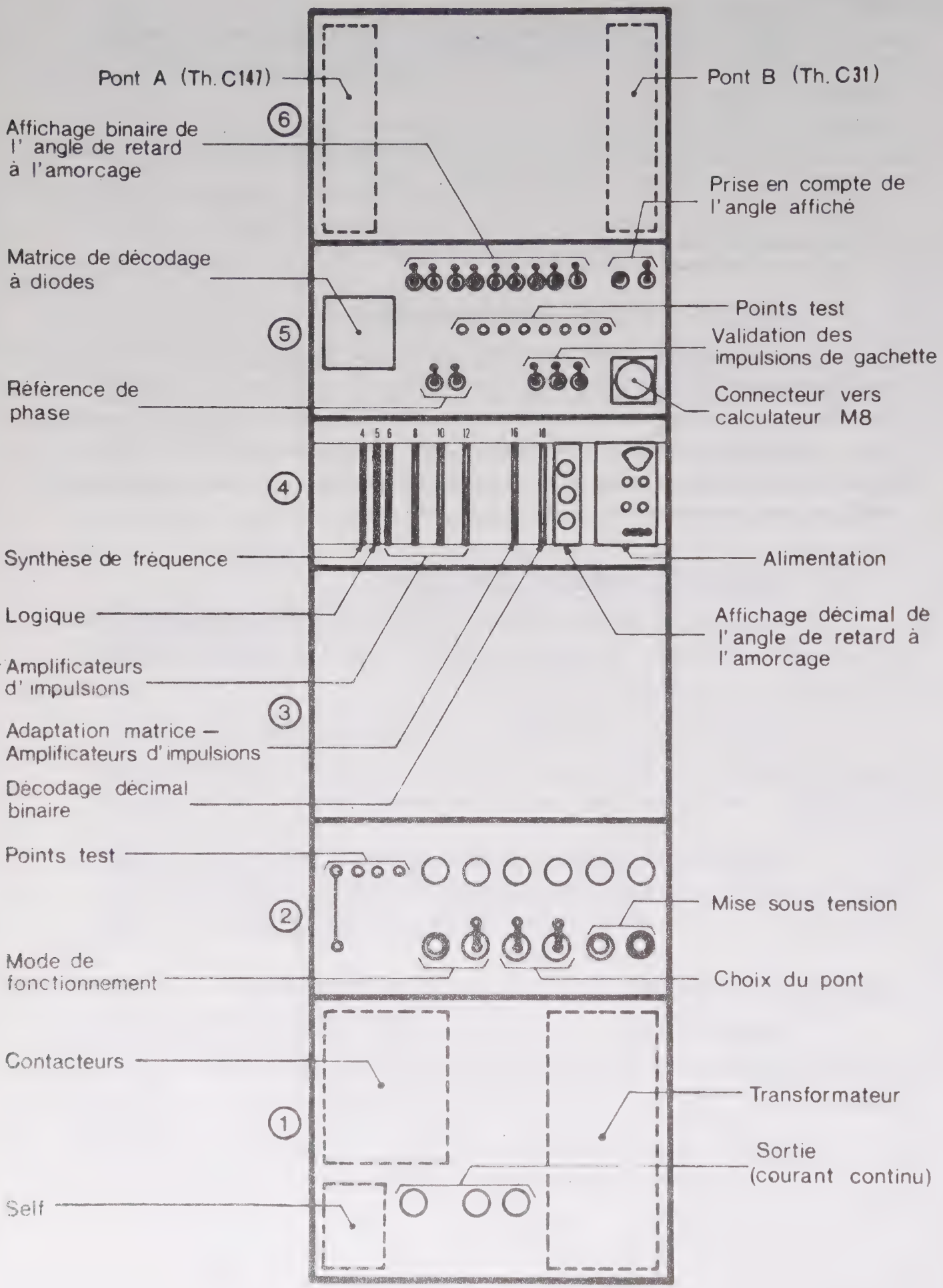
Le fonctionnement du pont B en redresseur parallèle ou parallèle double nécessite deux références de phases distinctes (V1, V3 ou V1, N) qui sont choisies par un inverseur sur la face avant (figure III.11.).

Les impulsions issues de la matrice à diode peuvent être bloquées par l'intermédiaire de trois inverseurs qui provoquent l'arrêt sélectif de l'amorçage du pont A ou de trois des thyristors du pont B (figure III.12.).

Les entrées numériques :

Affichage binaire : la valeur numérique de l'angle de retard codée en binaire naturel peut être directement affichée sur huit inverseurs matérialisant la valeur de chaque digit (figure III.11.).

Affichage décimal : l'angle peut également être affiché en décimal sur trois commutateurs au niveau 4 du rack (figure III.12.).


Pont A (Th. C141)
Pont B (Th. C31)
6
Affichage binaire de l' angle de retard à l'amorcage
Prise en compte de l'angle affiché
Matrice de décodage à diodes
Points test
5
Validation des impulsions de gachette
Référence de phase
Connecteur vers calculateur M8
4 5 6 8 10 12 16 18
4
Synthèse de fréquence
Alimentation
Logique
Affichage décimal de l'angle de retard à l'amorcage
Amplificateurs d' impulsions
3
Adaptation matrice — Amplificateurs d' impulsions
Décodage décimal binaire
Points test
2
Mise sous tension
Mode de fonctionnement
Choix du pont
Contacteurs
Transformateur
1
Sortie (courant continu)
Self

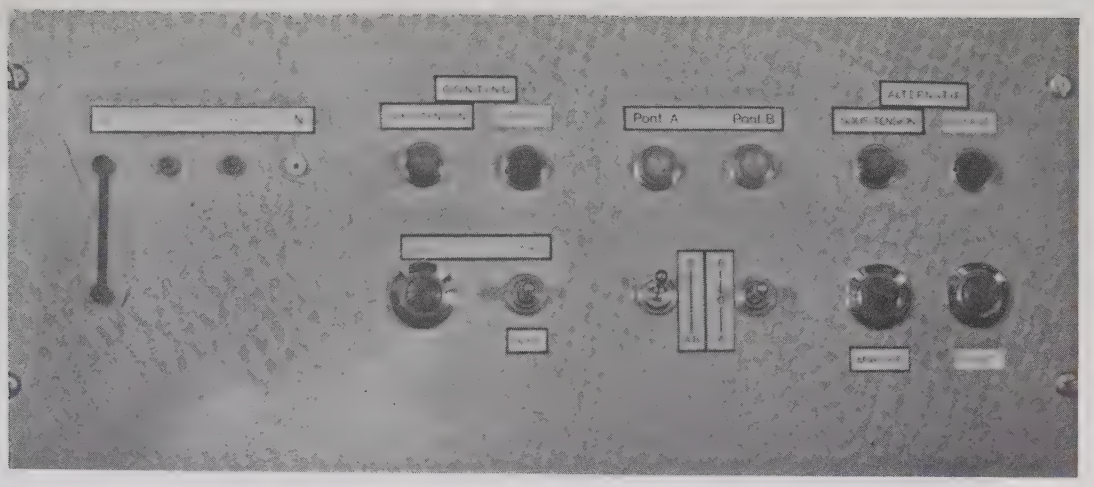


Figure III.9. - Commandes du circuit de puissance

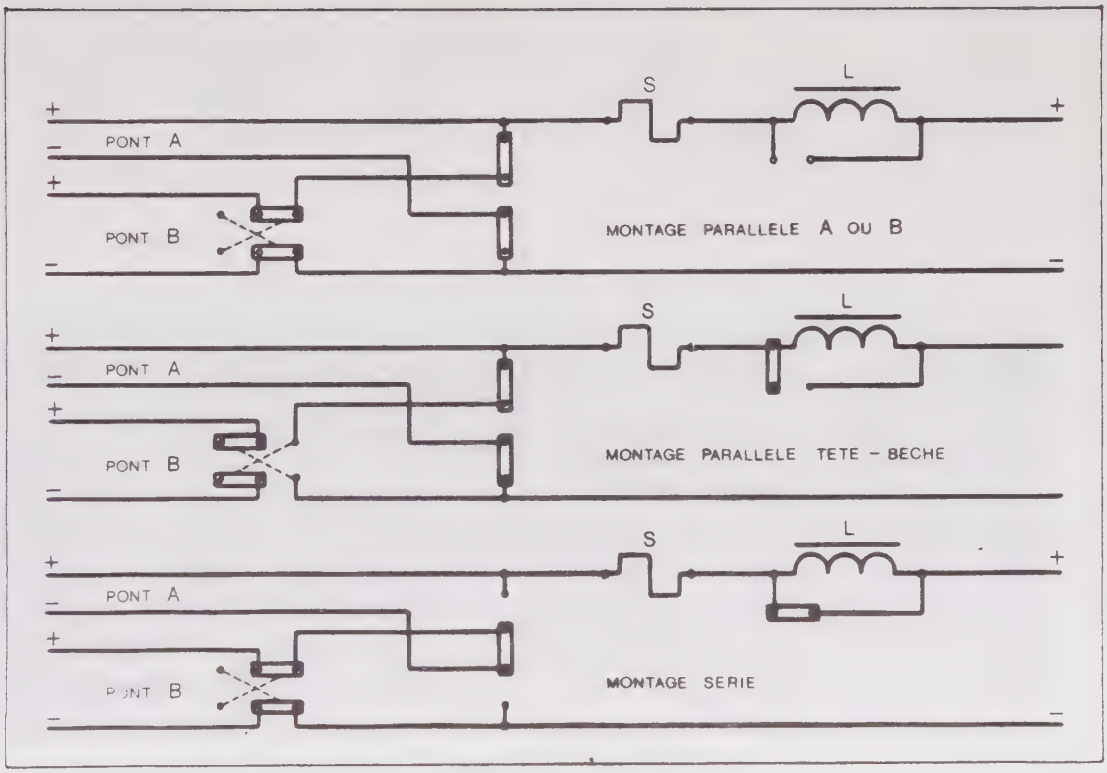


Figure III.10. - Couplage des ponts

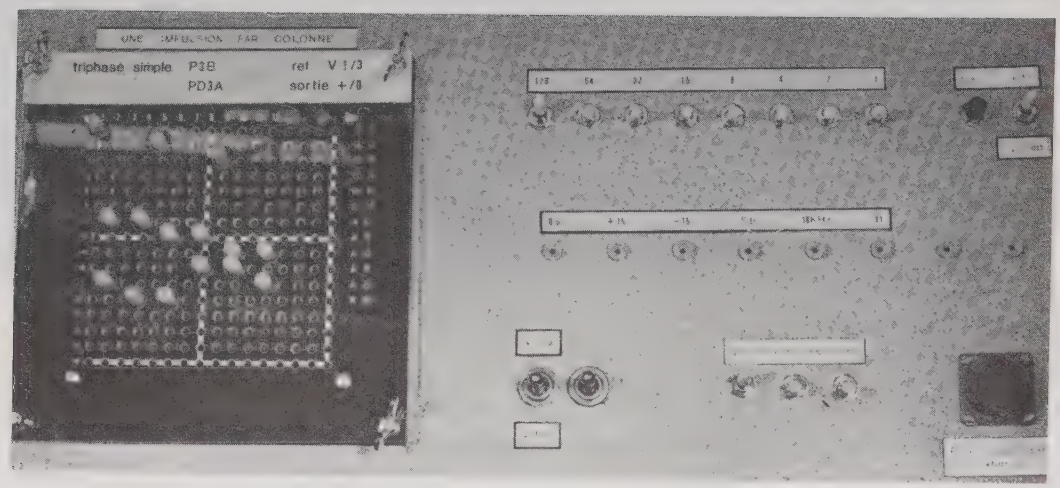


Figure III.11. - Commandes relatives à l'électronique

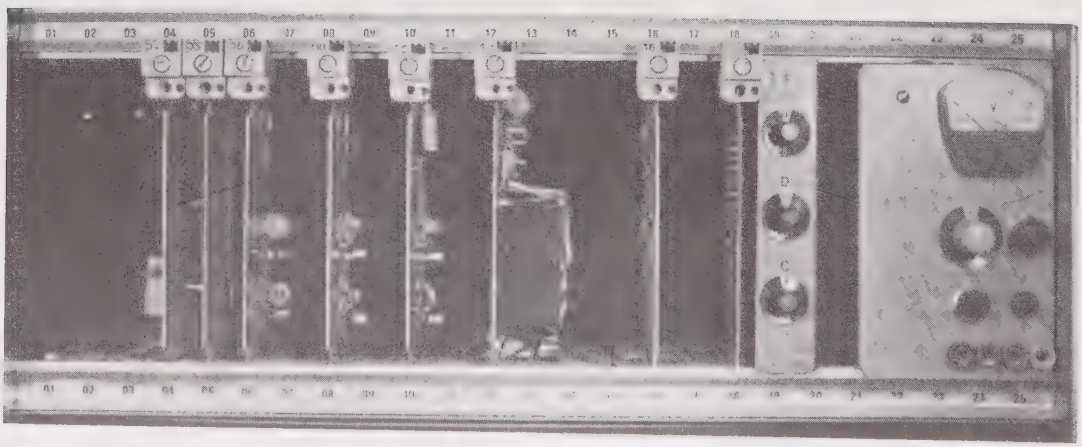


Figure III.12. - Face avant du dispositif électronique

Affichage externe : le convertisseur peut être piloté de l'extérieur, il suffit de lui transmettre l'angle sous forme binaire.

Remarque : les deux commandes manuelles nécessitent quelques précautions quant à l'écart entre deux valeurs successives de l'angle d'amorçage lors du fonctionnement sur induit de moteur.

La prise en compte de l'angle affiché peut se faire des deux manières suivantes (figure III.11.) :

. Inverseur sur "AUTO" ; la nouvelle valeur de l'angle est prise en compte par le système dès qu'il y a modification de l'angle transmis.

. Inverseur sur "MAN" l'angle affiché n'est pris en compte que lors de l'action sur le poussoir "SYNC".

Conclusion :

Nous avons mis au point un dispositif d'essais très souple qui permet :

- l'utilisation de différentes charges
  - . résistance pure
  - . résistance et inductance
  - . induit de moteur

- le fonctionnement en onduleur

- l'interconnexion des deux ponts en série, parallèle ou antiparallèle.

nous limitant à des essais de commande en boucle ouverte, le dispositif électronique devant assurer la commutation automatique d'un pont sur l'autre n'a pas été mis en oeuvre.

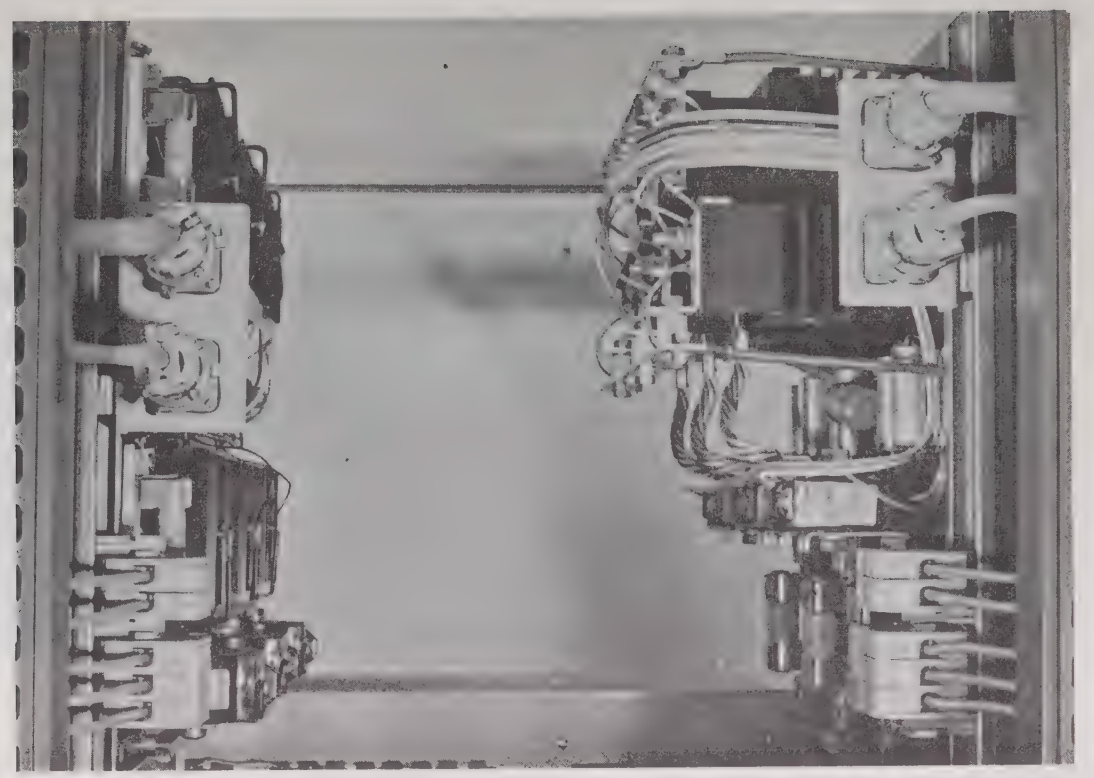


Figure III.13. - Les deux ponts en place

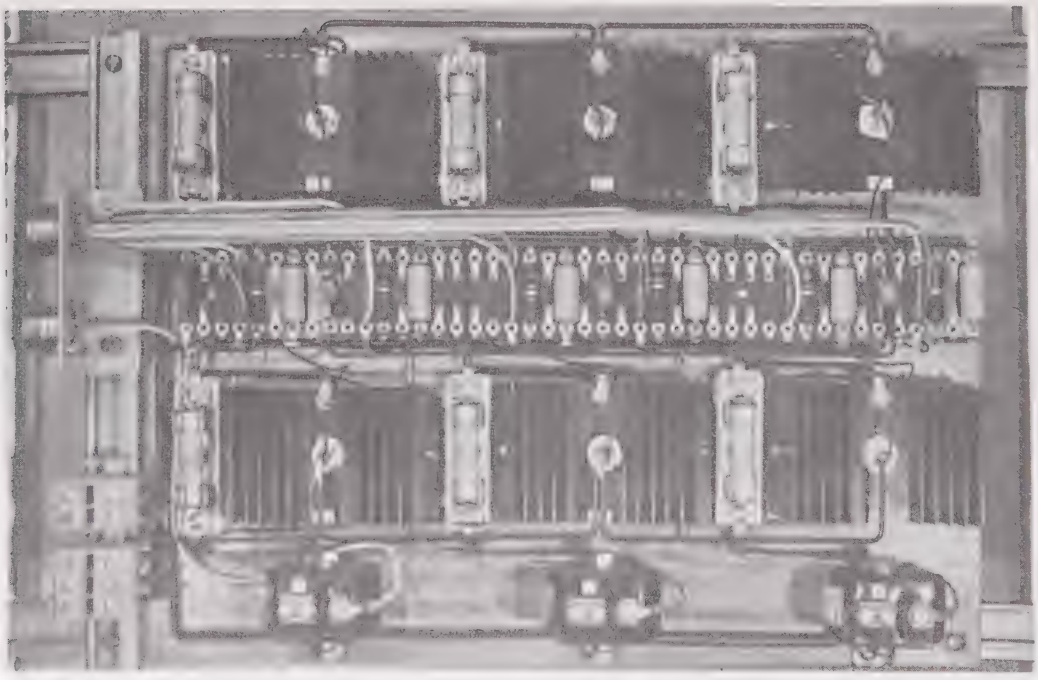


Figure III.14. - Le pont de six thyristors C 33

CHAPITRE II

LES ESSAIS EFFECTUES

II.1. Les essais en commande locale

Les premiers essais sont effectués avec la référence d'angle affichée manuellement par l'utilisateur et vont permettre la vérification des caractéristiques de transfert $V = f(\alpha)$ pour les différents montages décrits précédemment.

1.1. Relevés des caractéristiques statiques pour des montages R et R-L

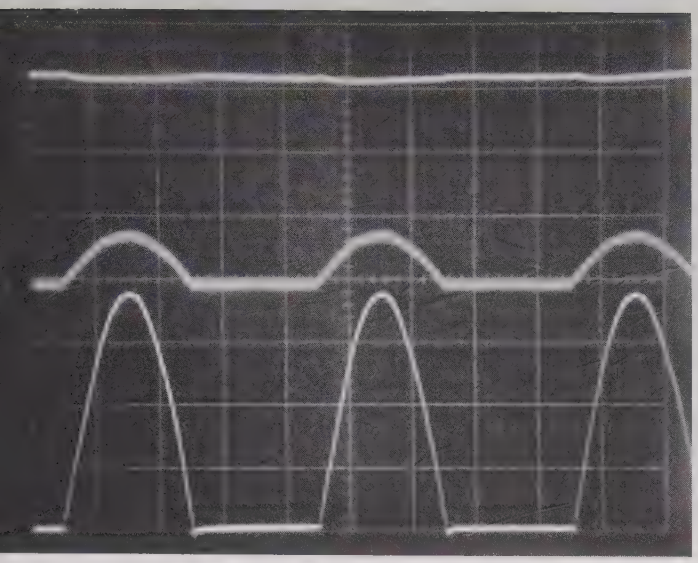
Les formes d'onde -tension, courant dans la charge- obtenues aves les divers montages redresseurs sont représentés sur les figures III.15. à III.19. Les quelques imperfections quant à l'amplitude de l'onde en sortie, très remarquables sur la figure III.19.C. sont dues à l'imprécision sur les tensions secondaires du transformateur mais n'ont guère d'influence sur la valeur moyenne de la tension de sortie. La relation entre la valeur moyenne de la tension redressée et l'angle de retard à l'amorçage a été d'ailleurs étudiée plus précisément pour le montage parallèle double triphasé sur le pont A (figure III.20).

a) Pour $0 < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6}$ c'est-à-dire

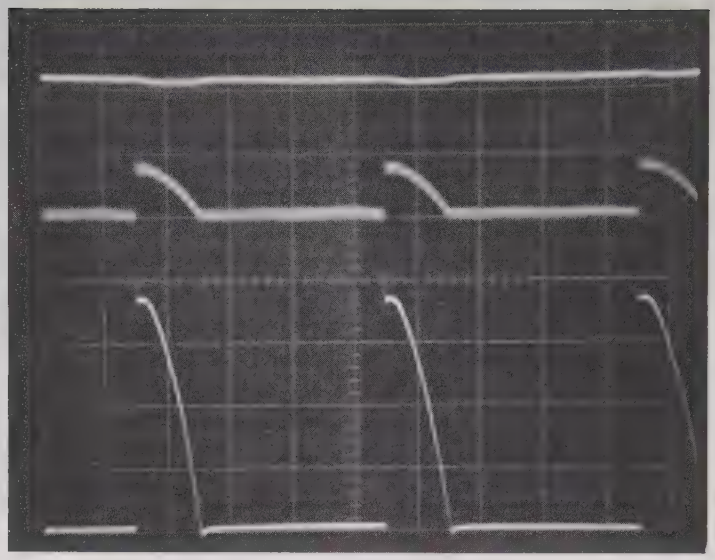
$0 < \alpha < 60°$ la tension moyenne s'exprime par $U_{cm} = U_{cm\ 0°} \cos \alpha$ quelle que soit la nature de la charge, pourvu qu'elle soit passive. Pour les valeurs faibles de α le phénomène d'empiètement amène une chute de quelques volts sur la tension moyenne (figure III.20.). Ce phénomène est mis en évidence sur les figures II.21 a et b où l'on remarque la zone de court-circuit entre les deux phases, la tension de sortie y évolue comme $\frac{v_1 + v_2}{2}$.

b) Pour $\alpha > 60°$

- La charge est purement résistive : le courant suit la tension sans aucun déphasage, il s'annule lors du passage à zéro de la tension, les thyristors se bloquent à ce moment et la tension n'est jamais négative.



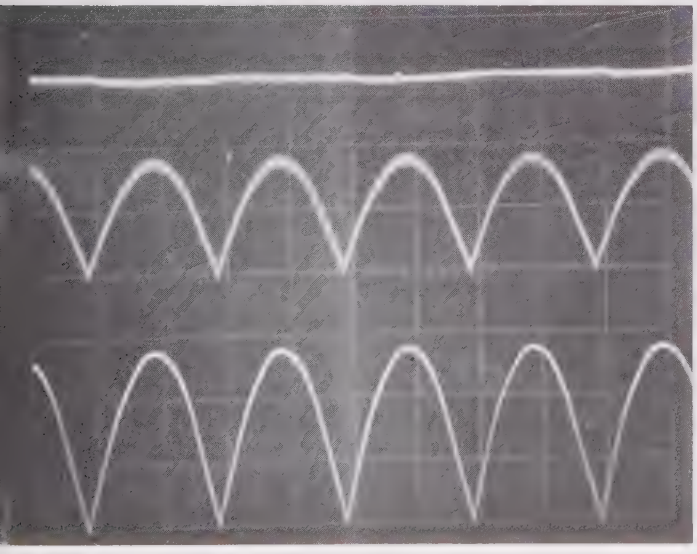
P1 a) $\alpha = 5°$



P1 A b) $\alpha = 90°$

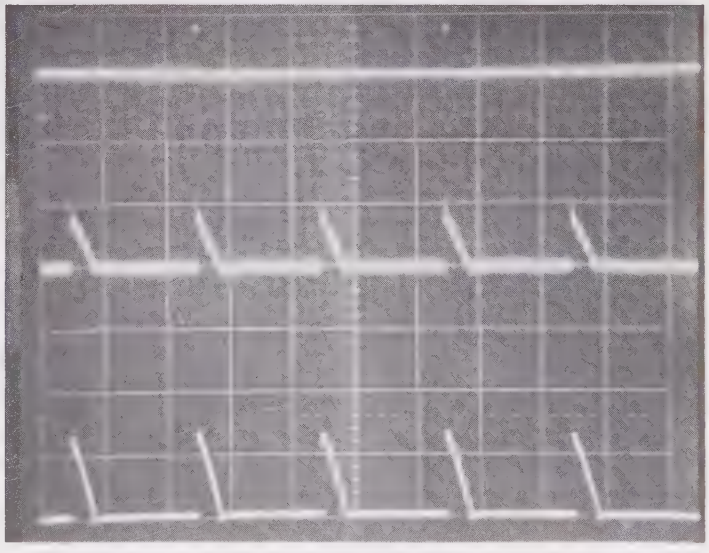
en haut : le courant gâchette I_g échelle 100 mA/cm
au centre : le courant débité par le pont I = 20 A/cm
en bas : la tension en sortie du pont V = 50 v/cm
t = 5 ms/cm

Figure III.15. - Redresseur monophasé une alternance P1 (charge résistive)



PD 2 A a) $\alpha = 5°$

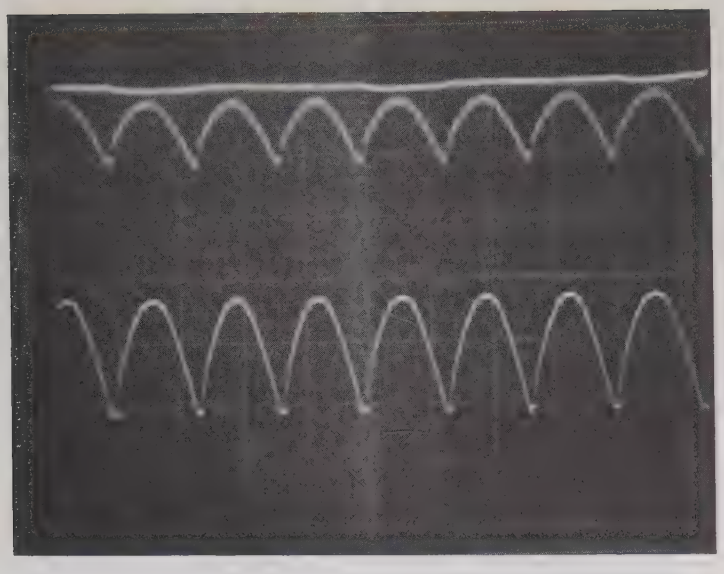
V = 100 v/cm



PD 2 A b) $\alpha = 150°$

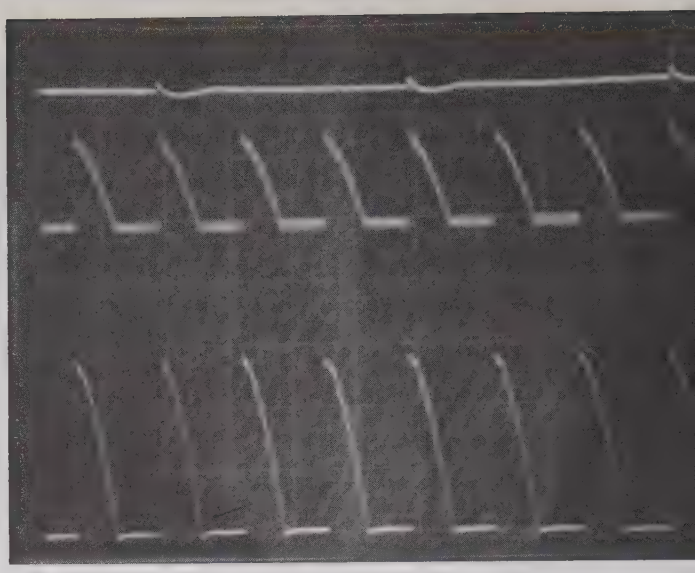
I = 20 A/cm t = 5 ms/cm

Figure III.16. - Redresseur deux alternances - Charge résistive



P 3 A a) $\alpha = 5°$

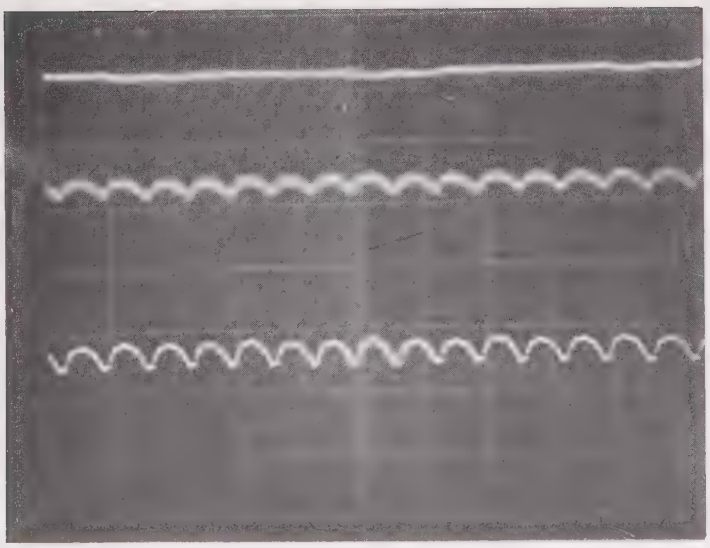
V = 50 v/cm



P 3 B b) $\alpha = 95°$

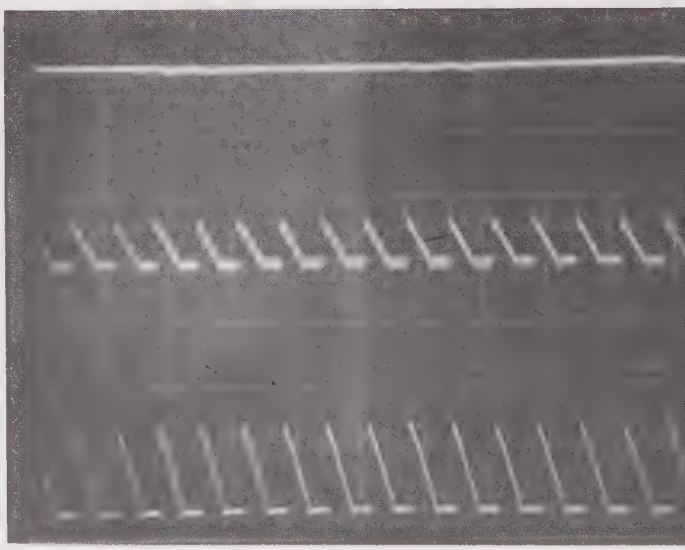
I = 20 A/cm t = 5 ms/cm

Figure III.17. - Redresseur triphasé simple alternance



S 3 B a) $\alpha = 5°$

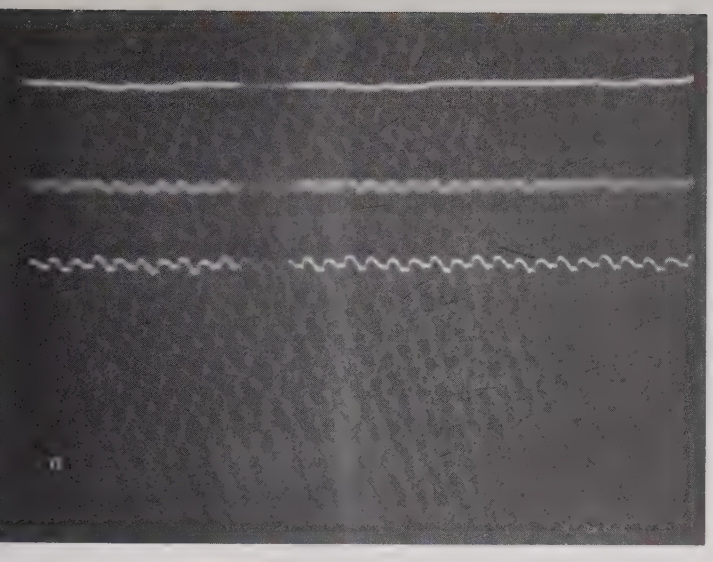
V = 100 v/cm



S 3 B b) $\alpha = 90°$

I = 20 A/cm t = 5 ms/cm

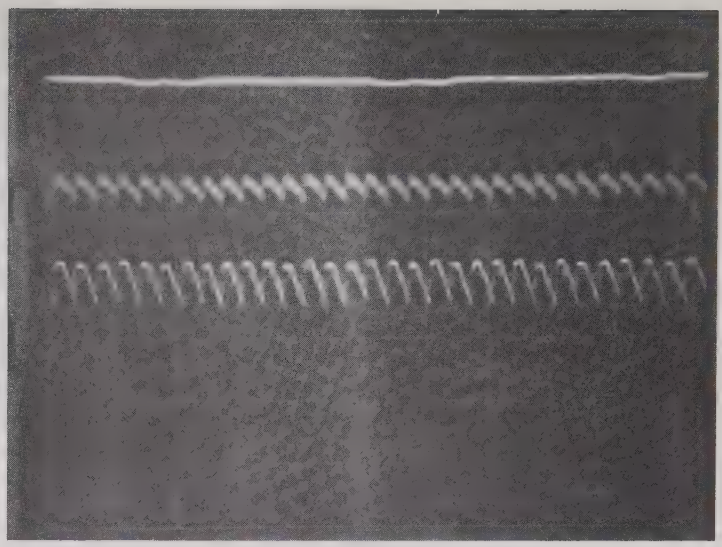
Figure III.18. - Redresseur triphasé double alternance



PD 3 A - S 3 B Série

a) $\alpha = 5°$

V = 150 v/cm

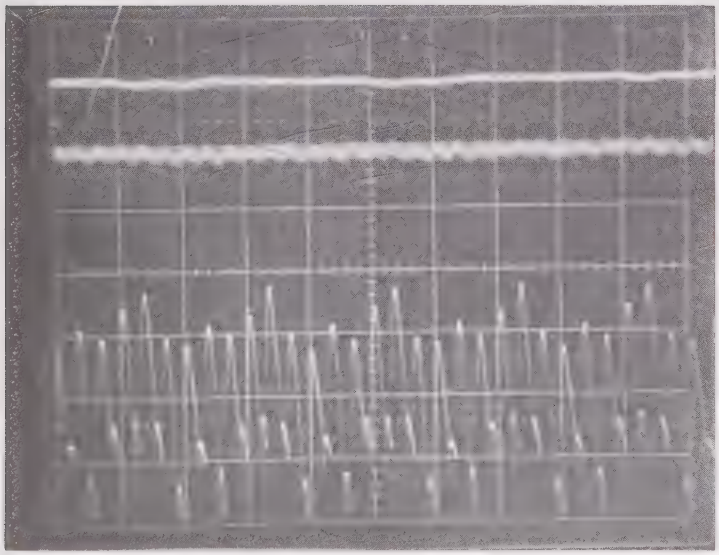


PD 3 A - S 3 B Série

b) $\alpha = 60°$

I = 20 A/cm

t = 5 mx/cm



PD 3 A - S 3 B Série

a) $\alpha = 5°$

V = 10 v/cm

I = 20 A/cm

t = 5 ms/cm

autour de la valeur moyenne 600 v

Figure III.19. - Redresseur d'ordre 12

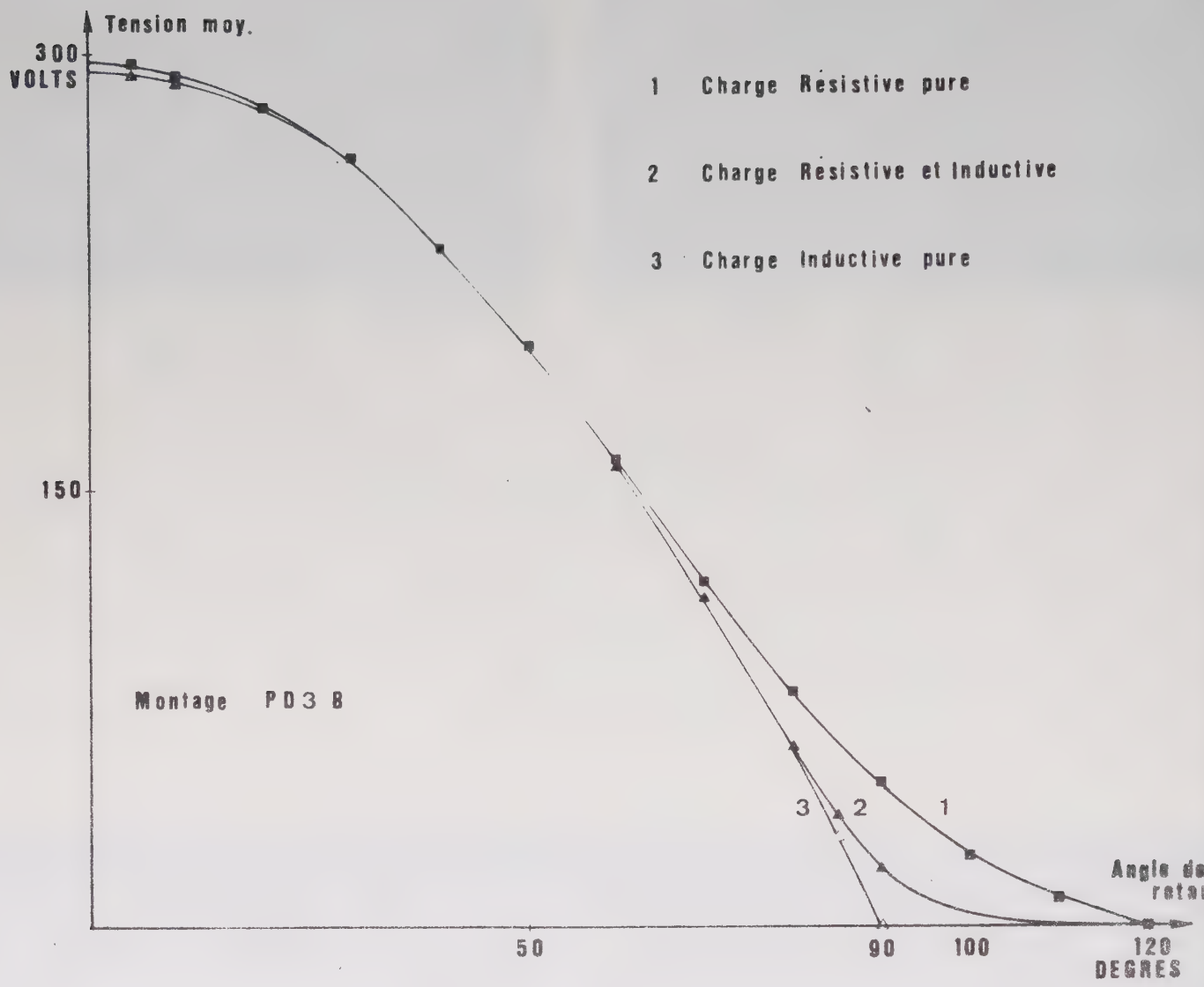


Figure III.20. - Caractéristique de transfert du montage redresseur PD 3

Courbe 1 : Relevés effectués sur une charge résistive.

Courbe 2 : Relevés effectués sur une charge résistive et inductive.

Courbe 3 : Courbe théorique correspondant à une charge purement inductive.

La tension moyenne s'exprime par :

$$U_{cm} = U_{cmo} \cdot \frac{1 - \sin(\alpha - \pi/6)}{2 \sin \pi/6}$$

elle s'annule pour $\alpha = 120°$, c'est la courbe 1 représentée sur la figure III.20.

- La charge est purement selfique : le courant ne s'annule jamais, la tension de sortie est formée de portions successives d'arche de sinusoïde.

$$U_{cm} = U_{cmo} \cos \alpha$$

Ce cas purement théorique est représenté par la courbe 3. (figure III.20).

- La charge est résistive et inductive : après passage à zéro, la tension devient négative jusqu'à ce que le courant s'annule. On obtient pour la valeur moyenne, l'allure donnée par la courbe 2 (figure III.20.).

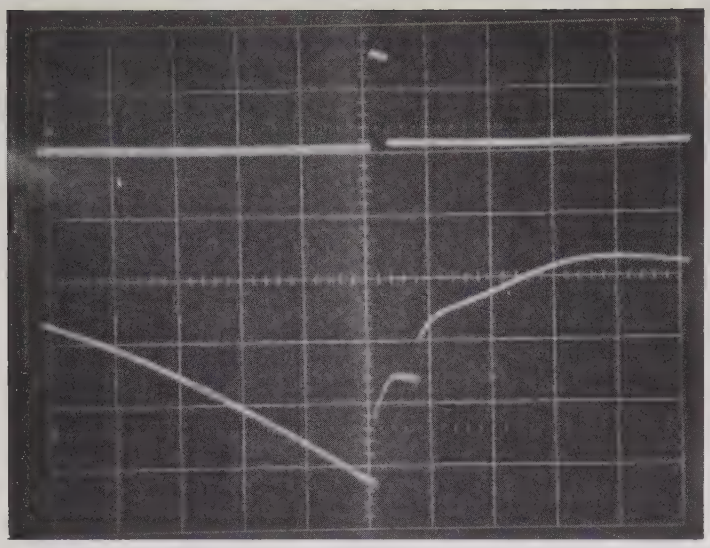
1.2. Commutations de l'angle d'amorçage sur charge R, L

Avant de passer au fonctionnement en onduleur sur induit de moteur, nous avons préféré tester le montage en commutation sur charge R-L. Ceci nous permet d'obtenir un fonctionnement transitoire en onduleur.

A cet effet, la valeur trois degrés de l'angle d'amorçage est entrée sur les inverseurs de l'afficheur binaire. Sur le digit de poids 128 degrés on envoie un train de signaux carrés qui assurent successivement le niveau logique "zéro" puis le niveau logique "un".

Lors de la commutation de la valeur $\alpha_o = 3$ degrés à la valeur $\alpha_1 = 128 + 3 = 131$ degrés, le pont doit passer du fonctionnement plein redresseur au blocage. Le courant dans la charge ne peut s'annuler instantanément. Tant que le courant n'est pas nul les thyristors s'amorcent, la valeur de l'angle d'amorçage est telle que la valeur moyenne de la tension redressée est négative. Le pont fonctionne transitoirement en onduleur (figure III.22.a).

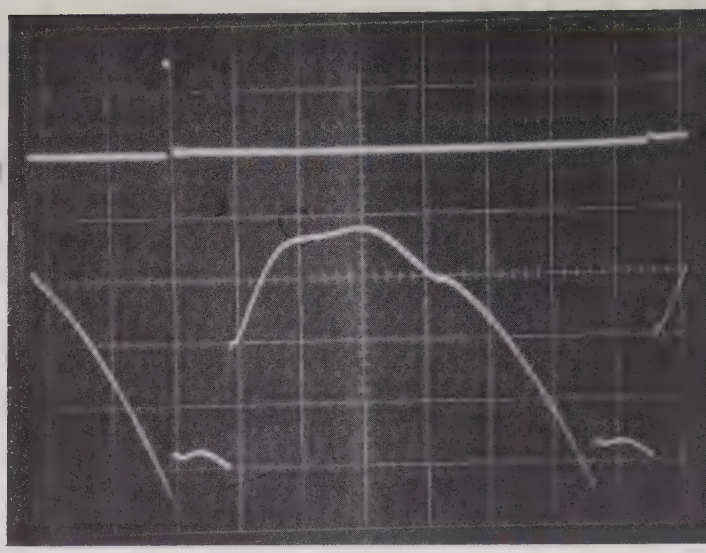
Dès la commutation de α_1 à α_o, la tension redressée prend sont allure du régime permanent ; le courant augmente exponentiellement avec la constante de temps L/R (figure III.22.b).



PD 3 A a) $\alpha = 15°$

Charge résistive

t = 0,2 ms/c V = 10 v/c



PD 3 A b) $\alpha = 5°$

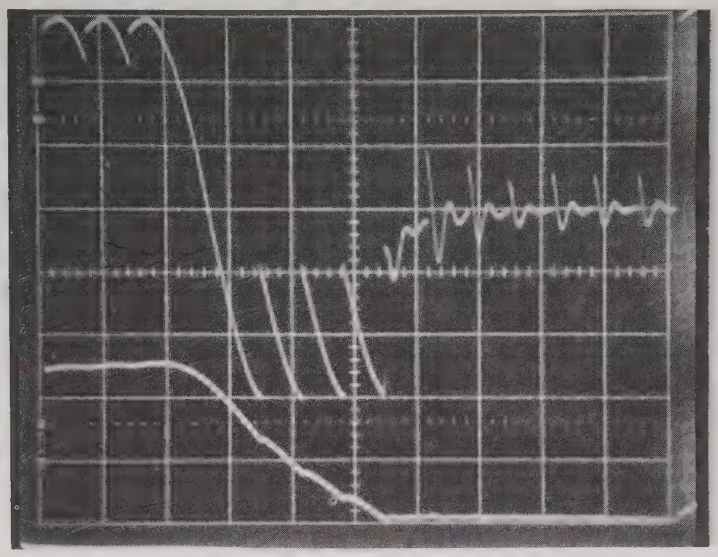
Charge résistive et selfique

t = 0,5 ms/c V = 10 v/c

Figure III.21. - Commutation du pont PD 3 A sur charges

a) résistive

b) résistive et selfique



a) Pont P 3

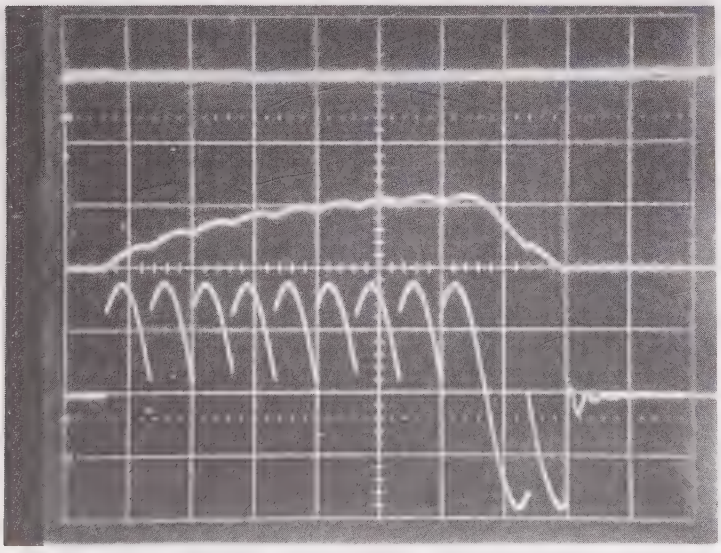
$\alpha_o = 3°$ V = 50 v/c

$\alpha_1 = 131°$ I = 2,5 A/c

t = 20 ms/c

en haut : la tension de sortie du pont

en bas : le courant dans la charge



b) Pont P 3

$\alpha_o = 16°$ V = 50 v/c

$\alpha_1 = 146°$ I = 2,5 A/c

en haut : courant gâchette de Th_{11}

au milieu : courant dans la charge

en bas : tension de sortie du pont

Figure III.22. - Commutation de l'angle d'amorçage t = 10 ms/c sur une charge R,L.

1.3. Fonctionnement sur induit de moteur :

Le fonctionnement sur induit de moteur et en particulier la marche en onduleur nécessitent une commande sûre et énergique. Afin de tester ces qualités du dispositif amorceur, le fonctionnement de diverses structures de ponts redresseurs a été étudié dans ce mode de fonctionnement.

3.1. Les séquences de mise en charge du convertisseur

a) Le convertisseur fonctionne en redresseur

Aucune régulation n'est assurée, en particulier il n'y a pas de limitation du courant d'induit ceci impose quelques contraintes lors du démarrage du groupe moteur-génératrice.

Le démarrage doit se faire pour une tension moyenne redressée nulle ($\alpha < 150$ en P 3) alors que le moteur et la génératrice sont excités. Après s'être assuré que la valeur de l'angle de retard affiché est correcte, la séquence de mise sous tension du transformateur, des ponts de redressement, de la charge se déroule automatiquement par la mise en fonction du dispositif de commande (Cf. p. 87 et 88).

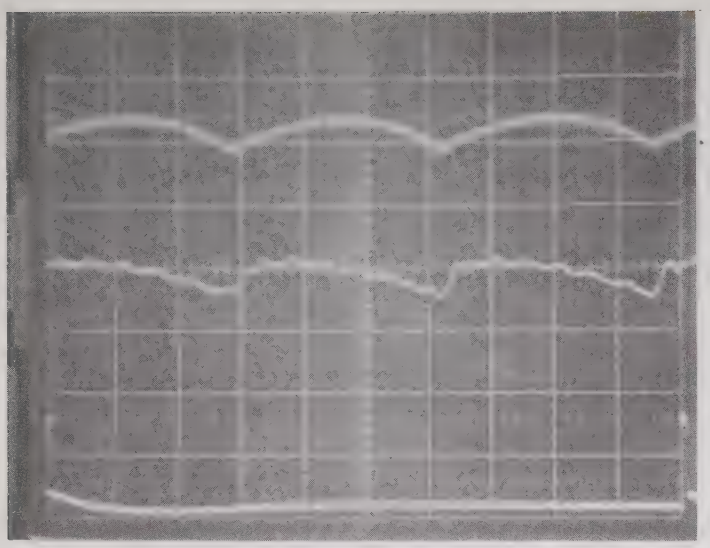
La montée en vitesse se fait en diminuant, par bonds successifs, l'angle de retard à l'amorçage. A chaque commutation le courant d'induit prend une valeur élevée. La limitation du courant débité par le convertisseur impose une limitation de la vitesse de variation de l'angle d'entrée, d'autant plus sévère que le couple résistant produit par la génératrice est important.

b) Le convertisseur fonctionne en onduleur

La charge du montage redresseur est une génératrice que l'on va faire débiter dans le réseau alternatif. Afin de faire débiter le même pont la f.c.e.m. E est maintenant négative.

La génératrice ayant atteint sa vitesse de rotation à vide, le convertisseur est mis sous tension alors que l'angle de retard affiché est maximum, la butée onduleur choisie est de 170°. Ces valeurs correspondent à une valeur moyenne de la tension redressée inférieure à la f.c.e.m. E du moteur. Dans ces conditions le pont reste bloqué lorsqu'on le connecte à la génératrice.

La génératrice est progressivement mise en charge par la diminution de l'angle α. La vitesse du groupe moteur-génératrice diminue alors que le courant fourni au réseau augmente.

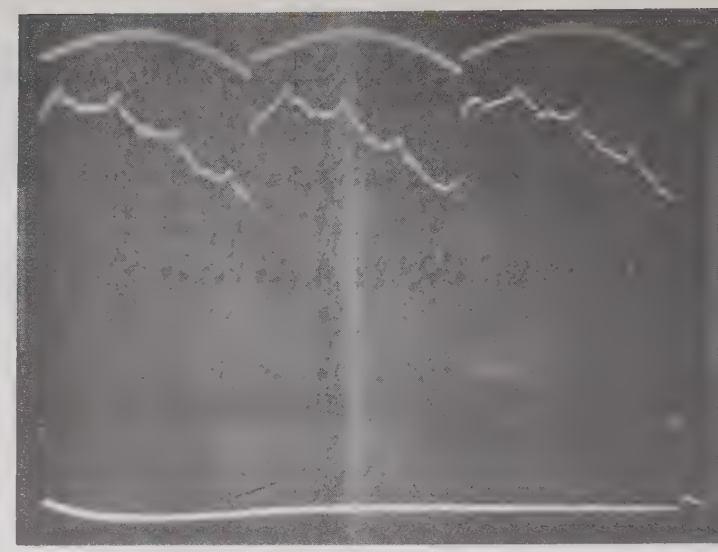


a) P 3 B

$\alpha = 64°$ $V_{moy} = 30$ v

Moteur à vide (conduction discontinue)

Vitesse élevée : N = 1 920 tr/mn



b) P 3 B

$\alpha = 64°$ $V_{moy} = 65$ v

Moteur chargé

(conduction continue)

Vitesse moyenne : 1 100 (tr

Figure III.23. - Fonctionnement en redresseur sur induit de moteur

en haut : le courant d'induit

au milieu : la tension aux bornes de l'induit.

3.2. Les relevés effectués

La tension relevée aux bornes du moteur est cette fois fortement perturbée par les commutations du moteur. Les figures II.23, 24, illustrent des différents régimes de fonctionnement :

- redresseur en régime haché : entre deux mises en conduction de thyristors le courant a le temps de s'annuler (figure III.23.a)

- redresseur en conduction continu (figure III.23.b)

- marche en onduleur (figure III.24)

Du point de vue de la commande et de la régulation du moteur en tant qu'organe de puissance d'un servomécanisme la connaissance de la caractéristique de transfert est nécessaire. Les montages parallèles simple alternance s'adaptent bien à la commande du moteur décrit précédemment. La valeur maximale de la tension moyenne est telle que l'on obtient une dynamique de réglage sur l'angle de retard à l'amorçage suffisamment importante (figure III.25.a, b).

Remarque :

Le montage P 3 travaille dans une zone telle que la caractéristique de transfert liant la vitesse de rotation du moteur à l'angle de retard à l'amorçage est suffisamment linéaire pour nous dispenser, dans la plupart des applications, de tout dispositif supplémentaire de linéarisation. {III.3}

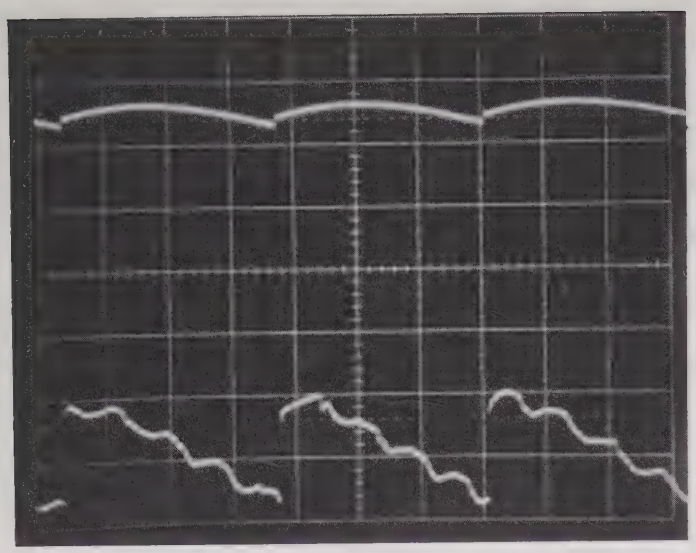
II.2. Les essais en commande par calculateur {III.4.} {III.5.} {III.6.}

Le système de commande a été conçu comme un circuit d'interface entre un calculateur et un ou plusieurs ponts de redressement.

Afin d'aborder ce mode de fonctionnement nous avons mis en oeuvre la commande numérique du groupe moteur-génératrice (utilisé précédemment) par le calculateur MULTI 8.

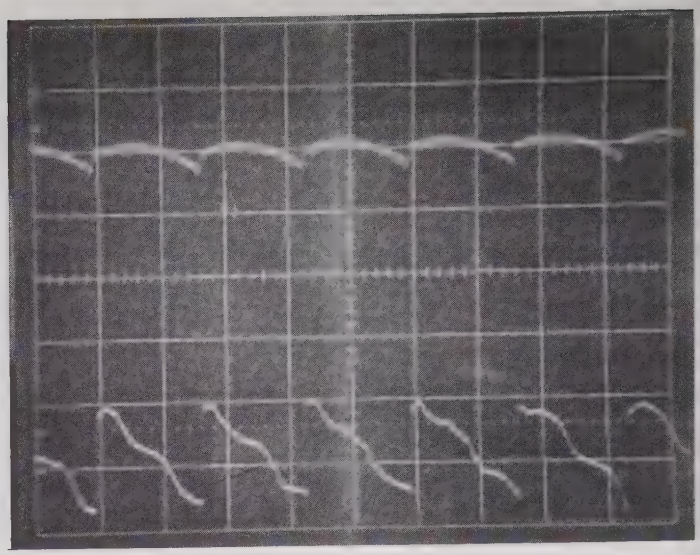
2.1. Le calculateur

Sa structure est celle généralement rencontrée pour les calculateurs numériques (figure III.26.). La particularité en est que le contrôle se fait par micro-programmation. La séquence d'opérations élémentaires entre registres, nécessaire lors de l'exécution d'une instruction ne se fait plus par décodage des états internes de la machine mais par l'exécution d'une séquence de micro-instructions mémorisées dans une mémoire morte.



a) Onduleur P 3

V_{moy} = - 55 v
I_{moy} = 18 A



b) Onduleur PD 3 α = 100°

V_{moy} = - 55 v
I_{moy} = 17 A

Figure III.24. - Fonctionnement en onduleur sur induit de moteur

en haut : courant d'induit
en bas : la tension aux bornes de l'induit

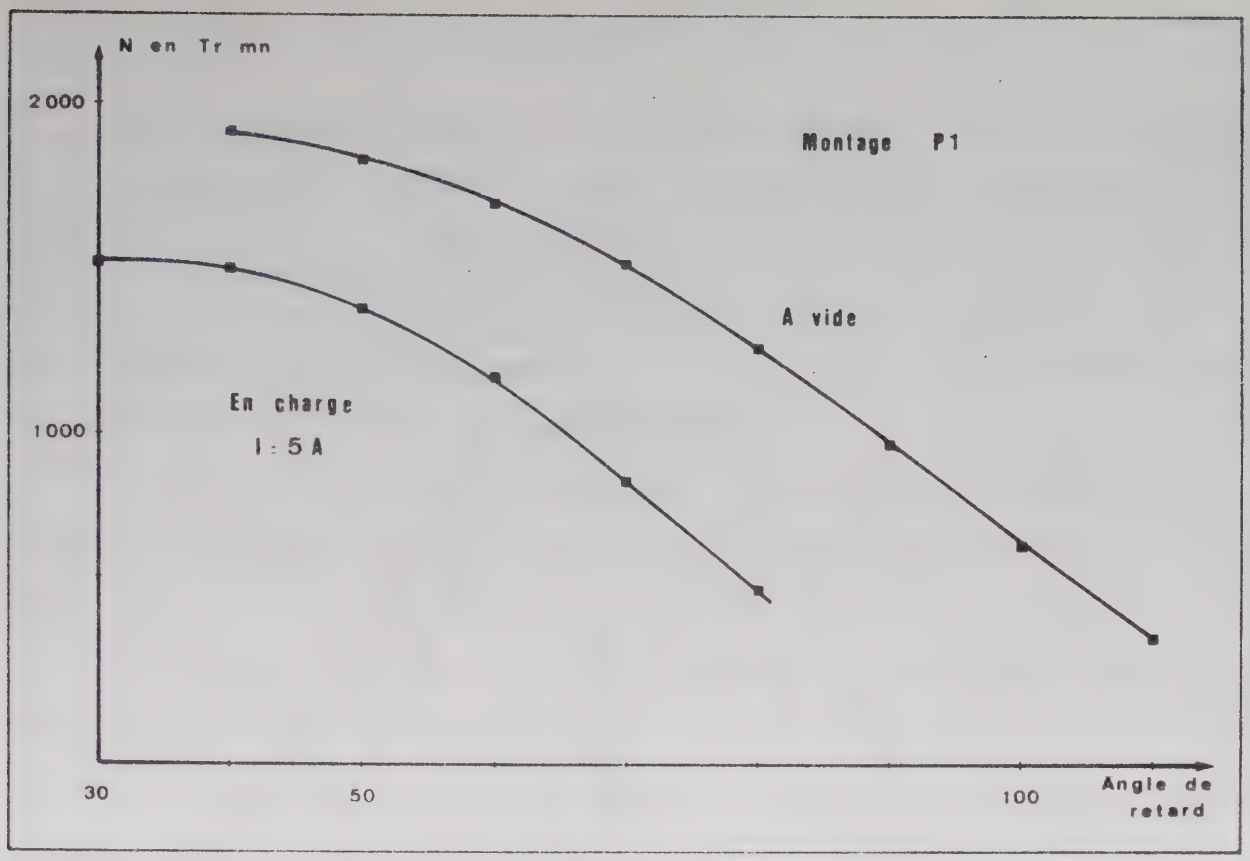


Figure III.25.a. - Caractéristique de transfert en commande de moteur

Montage P1

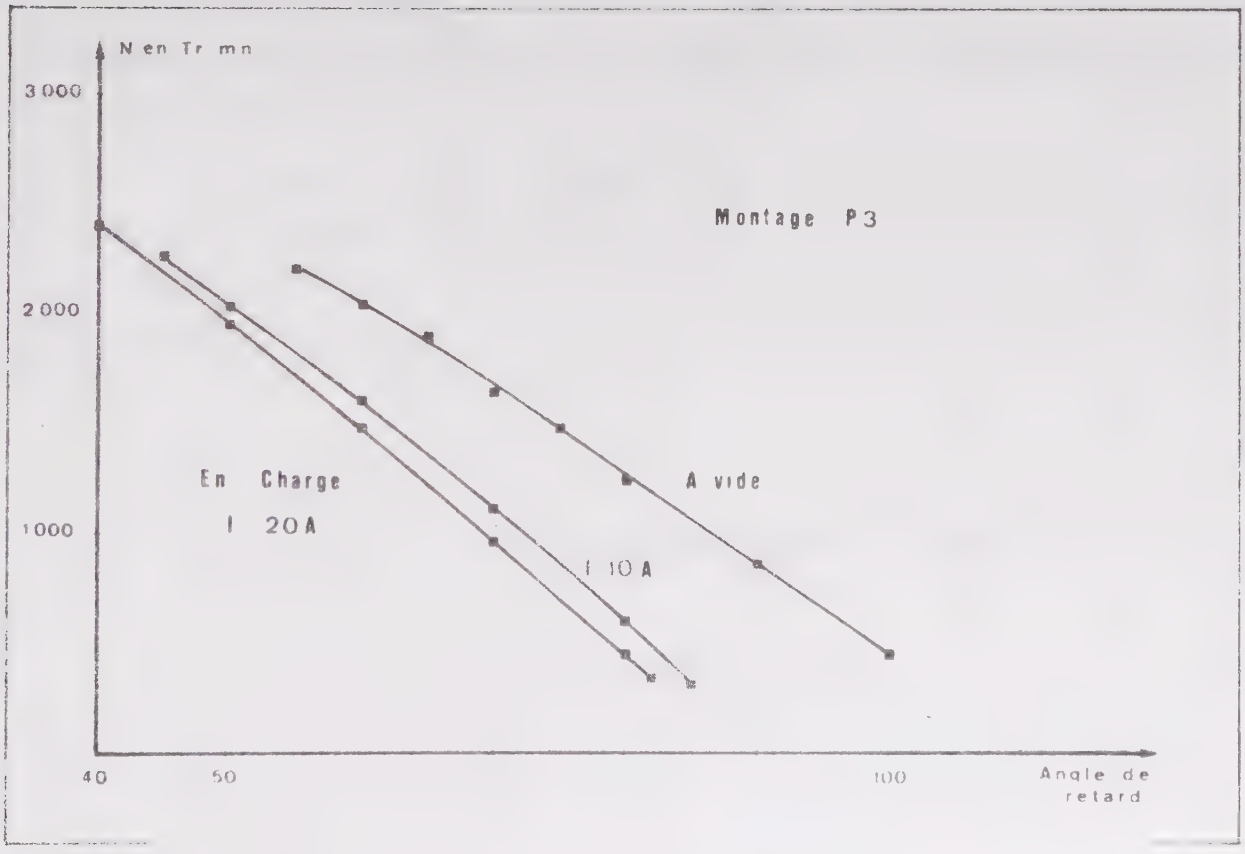


Figure III.25.b. - Caractéristique de transfert en commande de moteur

Montage P3

Planche 16

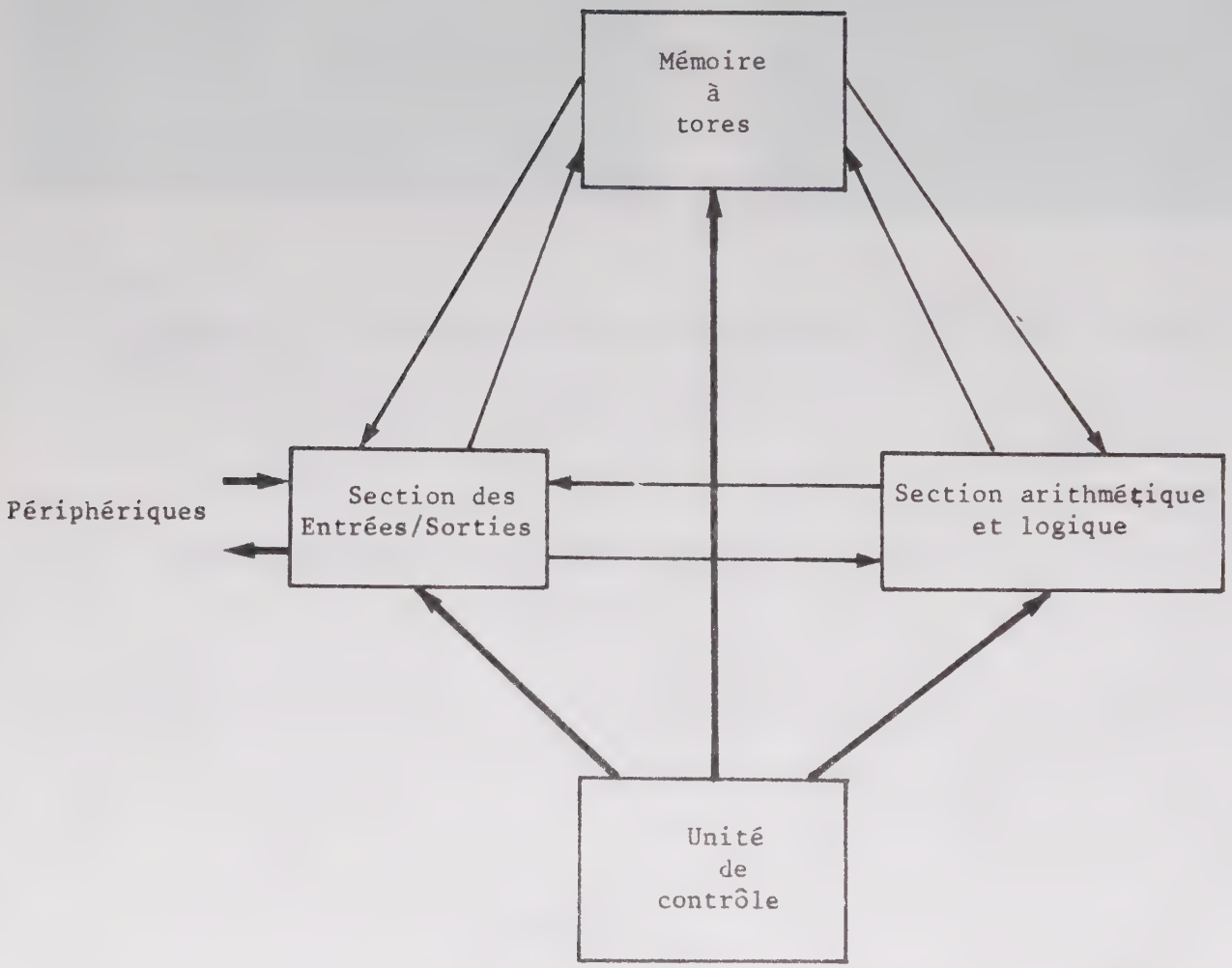


Fig. III.26. Structure du calculateur numérique

L'intérêt essentiel est que l'utilisateur peut redéfinir, lui-même, par programmation de la mémoire à diodes les instructions machines dont il a plus particulièrement besoin. Les fonctions des registres de travail accessibles par l'utilisateur (l'accumulateur, son extension, le registre d'index, le compteur ordinal) ne sont pas définis une fois pour toute par câblage. C'est par programmation de la mémoire morte que l'on affecte, à des registres généraux banalisés, des fonctions plus spécifiques.

Le cycle de lecture de la mémoire morte est rapide (220 ns) ce qui permet d'obtenir des temps d'exécution des macro-instructions encore acceptables.

L'exemple comparatif suivant, relatif à une instruction sans référence mémoire le montre :

L'instruction de décalage logique à gauche de l'accumulateur nécessite les temps d'exécution ci-après :

pour le PDP - 8S : 28 µ sec

pour le Multi-8 : 9,5 µ sec

pour le HP 2001 : 4,9 µ sec

La mémoire vive est organisée en octets (la capacité actuelle de notre calculateur est de 12 K octets), le temps de cycle de lecture-écriture est de 1,1 µ sec.

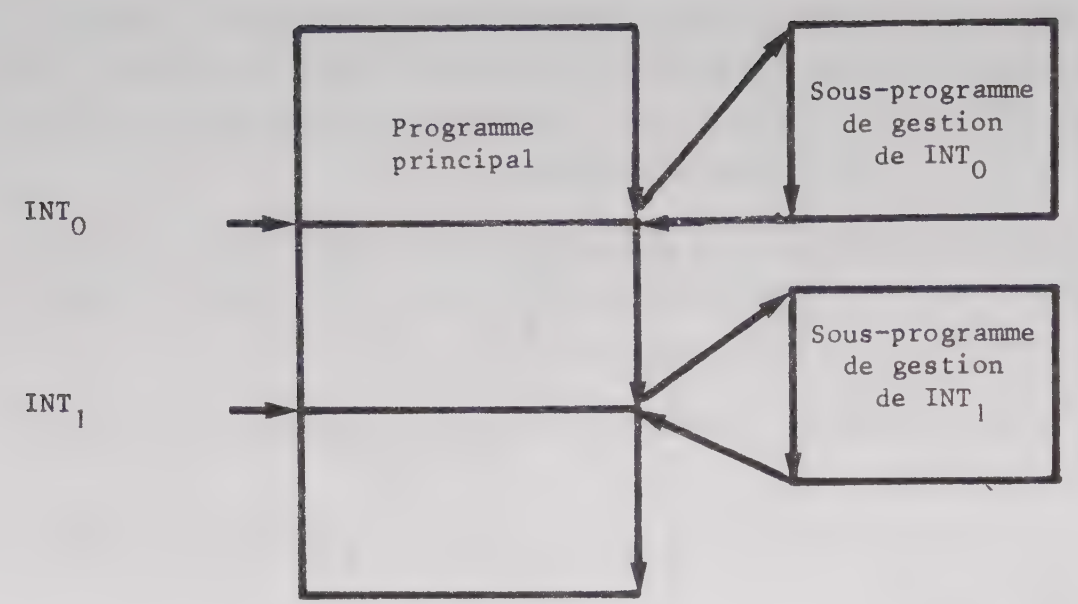
L'ensemble des micro-programmes utilisés (version M 301) offre un large choix dans les modes d'adressages (8 modes) ainsi qu'un répertoire étendu de macro-instructions particulièrement développé pour la gestion des entrées-sorties. Cette version permet une intégration aisée du calculateur dans une boucle de régulation en vue du contrôle de processus.

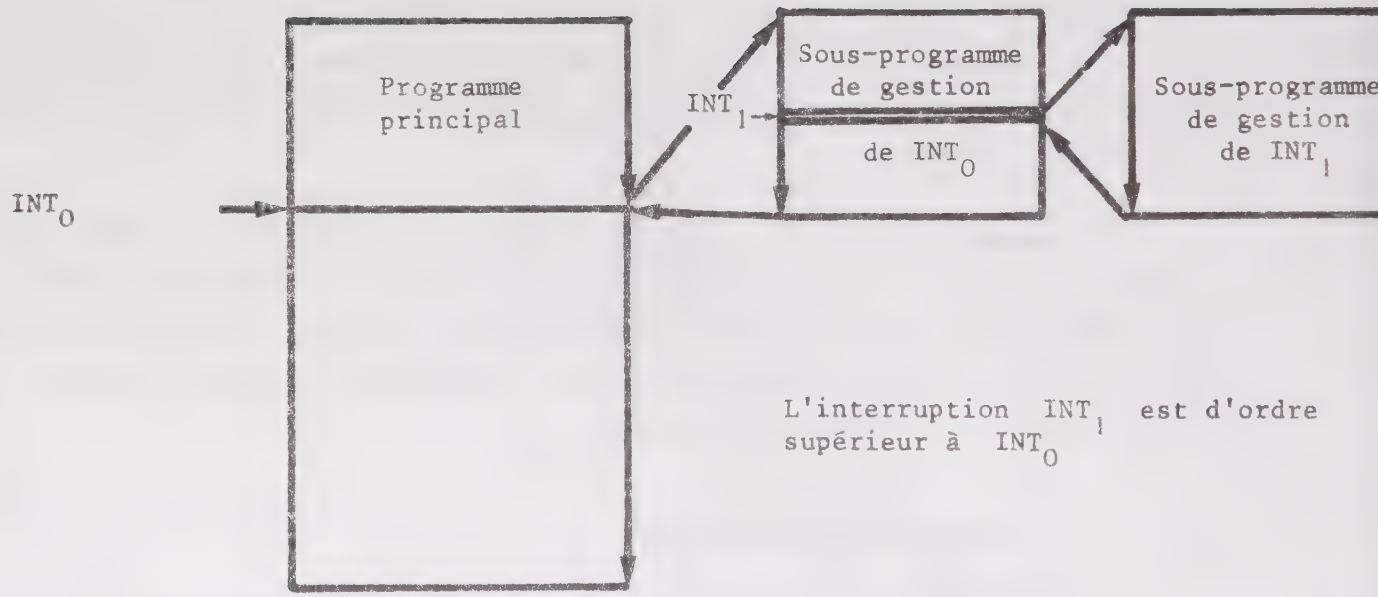
2.2. Les modules temps réel

Des modules spécifiques de la programmation en temps réel sont disponibles :

- Le module de huit interruptions prioritaires : cette option permet la connexion de huit lignes d'interruptions externes venant de divers périphériques. Dès que le calculateur est interruptible, il abandonne le programme en cours

Planche 17





L'interruption INT_1 est d'ordre supérieur à INT_0

Fig. III.27. Gestion des interruptions

pour aller reconnaître d'où vient l'interruption émise et effectuer le traitement correspondant. Lorsque la séquence d'instructions relative à cette interruption est terminée le calculateur retourne au programme principal (figure III.27.). Les interruptions sont en général générées par des alarmes provenant du processus. L'intervention du calculateur doit être très rapide. Plusieurs interruptions peuvent apparaître simultanément mais elles ne seront traitées que séquentiellement. Dans ce cas, afin d'établir un ordre de priorité pour le traitement, une hiérarchie entre les huit lignes d'interruption est définie.

- L'horloge temps réel : le calculateur est muni d'une horloge interne qui bat la milliseconde. A chaque "TOP" de l'horloge interne, un compteur défini par deux octets de la mémoire à tore est incrémenté. Le passage à zéro de ce compteur est signalé par l'apparition d'une interruption interne qui provoque le saut au sous-programme de traitement spécifique.

- Un module de 32 entrées - 32 sorties numériques : c'est une carte d'interface qui permet un échange aisé entre le canal d'entrées/sorties standard et des périphériques non standards (C.D.A., convertisseur de puissance). Ce module est constitué de quatre registres de huit digits en entrée et de quatre autres registres en sortie. L'opération d'entrée/sortie s'effectue en deux phases :

.. l'adresse du périphérique est envoyée sur les lignes de transfert de sortie afin de sélectionner le périphérique concerné (chaque registre du coupleur 32E/32S est considéré comme un périphérique).

.. l'information de huit digits est échangée en entrée ou en sortie suivant la nature de l'instruction.

Une seule instruction suffit à ce transfert de données entre le registre accumulateur de l'unité arithmétique et logique et ces registres d'entrée/sortie.

La liaison de deux registres de sortie vers des convertisseurs digitaux analogiques a été effectuée et permet le transfert des résultats numériques de calculs vers des organes analogiques de visualisation (tracé de fonctions sur table traçante en X, Y et X (t)).

L'ensemble de contrôle de processus ne sera opérationnel que lorsqu'aura été mis en place un système d'acquisition de données permettant le multiplexage de 16 entrées analogiques ainsi que leur conversion en numérique sur 10 digits.

2.3. Le logiciel (1) disponible :

1° Les programmes de service sont fournis par le constructeur et sont des aides à la programmation en langage machine.

- Le programme d'assemblage local (PAL) permet d'obtenir en deux passes un ruban binaire, traduction en langage machine du programme écrit sous forme symbolique.

- Le moniteur d'exploitation sur télétype (MET) permet, à partir de la télétype et de manière conversationnelle le chargement en mémoire, la mise au point et l'exécution des programmes de l'utilisateur.

Ces deux programmes occupent environ 5 000 octets de la mémoire à tores.

2° La bibliothèque des sous-programmes Multi-8 réunit les sous-programmes standards. Elle se divise en trois catégories bien distinctes.

- La bibliothèque des sous-programmes en virgule fixe (BVX) traite des nombres entiers en précision variable (sur un, deux, trois ou quatre octets).

- La bibliothèque des sous-programmes en virgule flottante (BVF) rassemble les sous-programmes qui permettent les différentes opérations arithmétiques sur les nombres écrits en virgule flottante.

- La bibliothèque des fonctions mathématiques élémentaires (FME) permet le calcul des fonctions usuelles d'une variable réelle écrite en virgule flottante. Le résultat est un nombre flottant.

Ces sous-programmes sont écrits en assembleur et peuvent donc être extraits séparément et insérés dans le programme utilisateur.

(1) Par arrêté du 29.11.73 (J.O. du 12.01.74) les termes Software et Hardware disparaissent du vocabulaire officiel français et sont remplacés respectivement par Logiciel et Matériel.

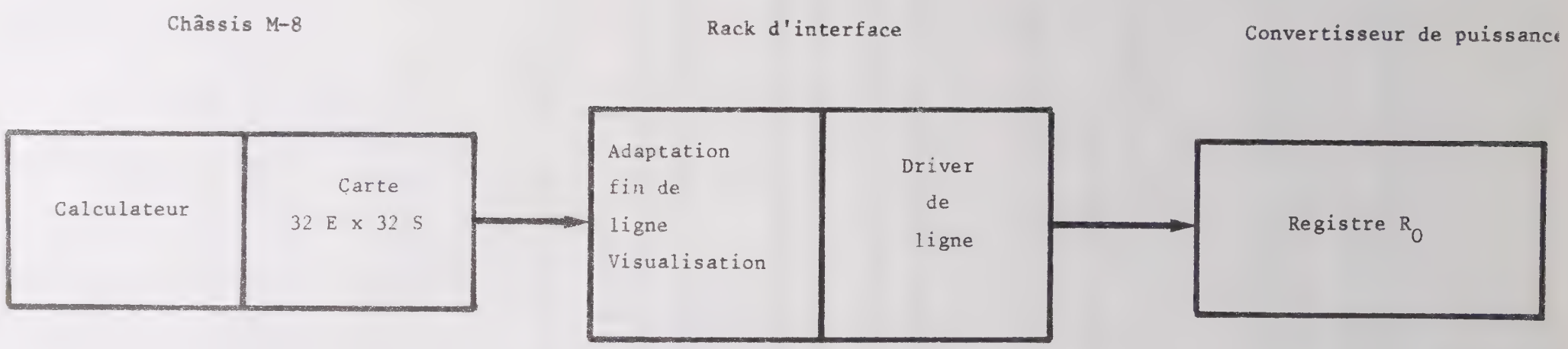


Fig. III.28. Liaison calculateur - Convertisseur

En fait les sous-programmes dépendent souvent les uns des autres et utilisent des zones communes de travail si bien que l'utilisation n'est aisée que si l'on charge en mémoire chaque bibliothèque en bloc.

L'ensemble occupe alors 2 800 octets de mémoire vive.

3° Les sous-programmes de l'utilisateur

Afin de faciliter les échanges de données décimales par l'intermédiaire de la télétype nous avons été amenés à écrire un ensemble de sous-programmes qui permettent l'entrée de données entières et réelles dans un format très souple avec des possibilités de correction immédiate des données erronées (1 000 octets).

Gestion de l'horloge temps réel : la commande par échantillonnage des systèmes connectés au Multi-8 par l'intermédiaire de la carte 32 Entrées-32 Sorties se fait sous le contrôle de l'horloge temps réel. Un ensemble de sous-programmes qui facilite les initialisations de l'horloge ainsi que le traitement des interruptions qu'elle génère a été mis au point (400 octets).

2.4. La liaison entre le Multi-8 et le convertisseur de puissance (figure III.28.a).

Les octets venant du calculateur, transmis à la carte 32E/32S sont mémorisés dans un de ses quatre registres de sortie spécifié par programmation. A chaque registre est associé une ligne de sortie d'impulsions signalant toute modification du contenu du registre concerné. L'adaptation entre la carte 32E/32S et le registre RO a pour objet de rendre compatibles leurs niveaux logiques.

La sortie de la carte 32E x 32S se fait en logique négative :

un "1" dans le registre donne le niveau bas de la tension de sortie.

un "0" dans le registre donne un niveau haut.

Les niveaux de sortie sont ceux d'une porte DTL : l'étage de sortie de la carte 32E x 32S a pour driver de ligne des portes DTL de puissance à collecteur ouvert.

L'interface réalisé permet l'adaptation de fin de ligne, la visualisation sur huit diodes électroluminescentes du contenu du registre de sortie, la transposition en des niveaux 0-15 v compatibles avec la logique HINIL.

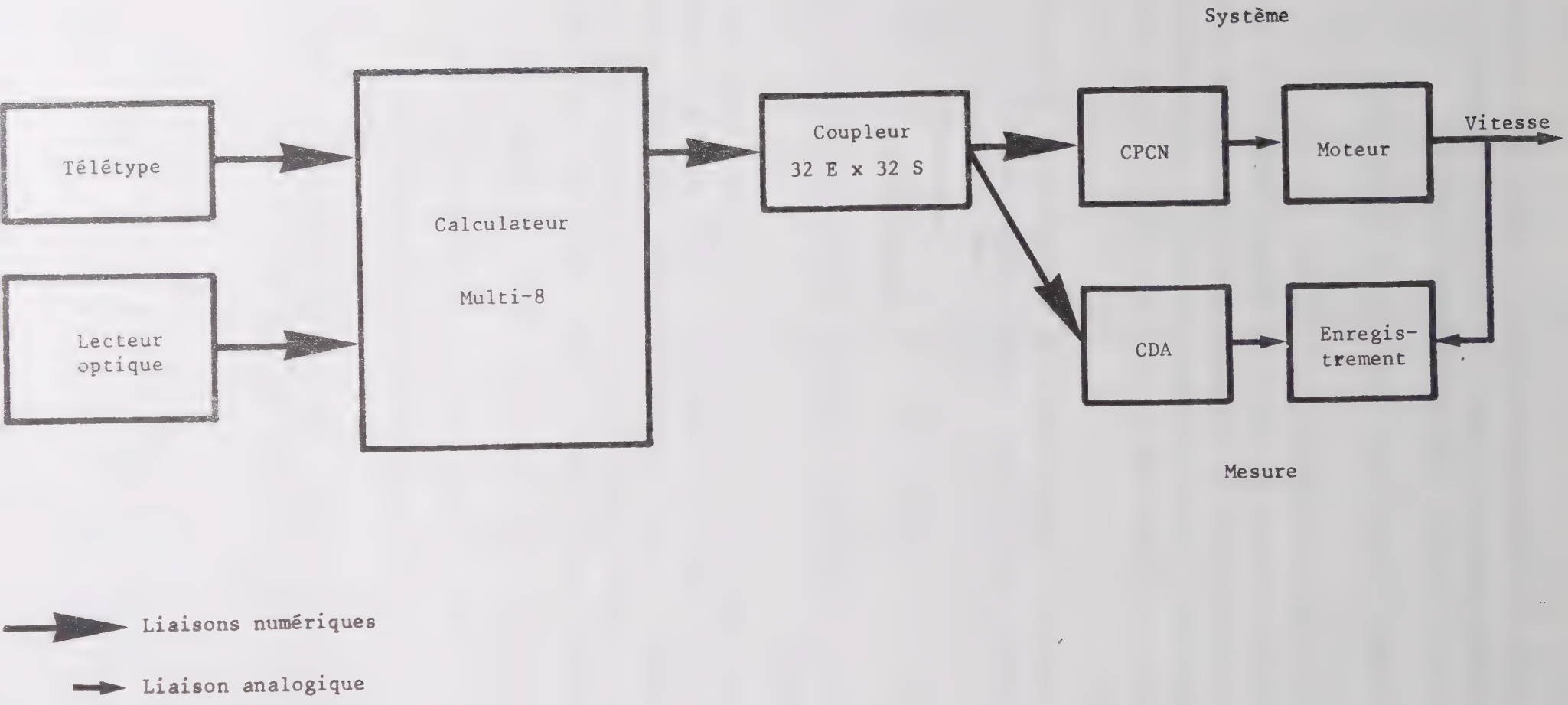


Fig. III.29. Le dispositif de commande

Du point de vue programmation une seule instruction du langage assembleur suffit à transmettre l'octet se trouvant dans l'accumulateur du calculateur à l'entrée du registre RO du convertisseur. Cet octet est alors traité par le convertisseur de la même manière que les données affichées auparavant manuellement.

2.5. Un exemple d'utilisation :

Nous nous proposons d'étudier le comportement transitoire et la réponse fréquentielle du système composé du convertisseur de puissance associé au moteur. Cette étude nous permettra d'aborder la régulation de vitesse en étudiant le système en boucle ouverte et en développant le logiciel relatif aux sorties de données échantillonnées.

Le calculateur peut être considéré comme un générateur de signaux-test pour les systèmes asservis. Il délivre les signaux sinusoïdaux, carrés, rampes sous forme échantillonnée, de fréquence, d'amplitude et de niveau moyen réglables. Ces échantillons successifs constituent l'entrée du système à étudier, la grandeur de sortie est la vitesse du moteur, prélevée sous forme analogique par une génératrice tachymétrique.

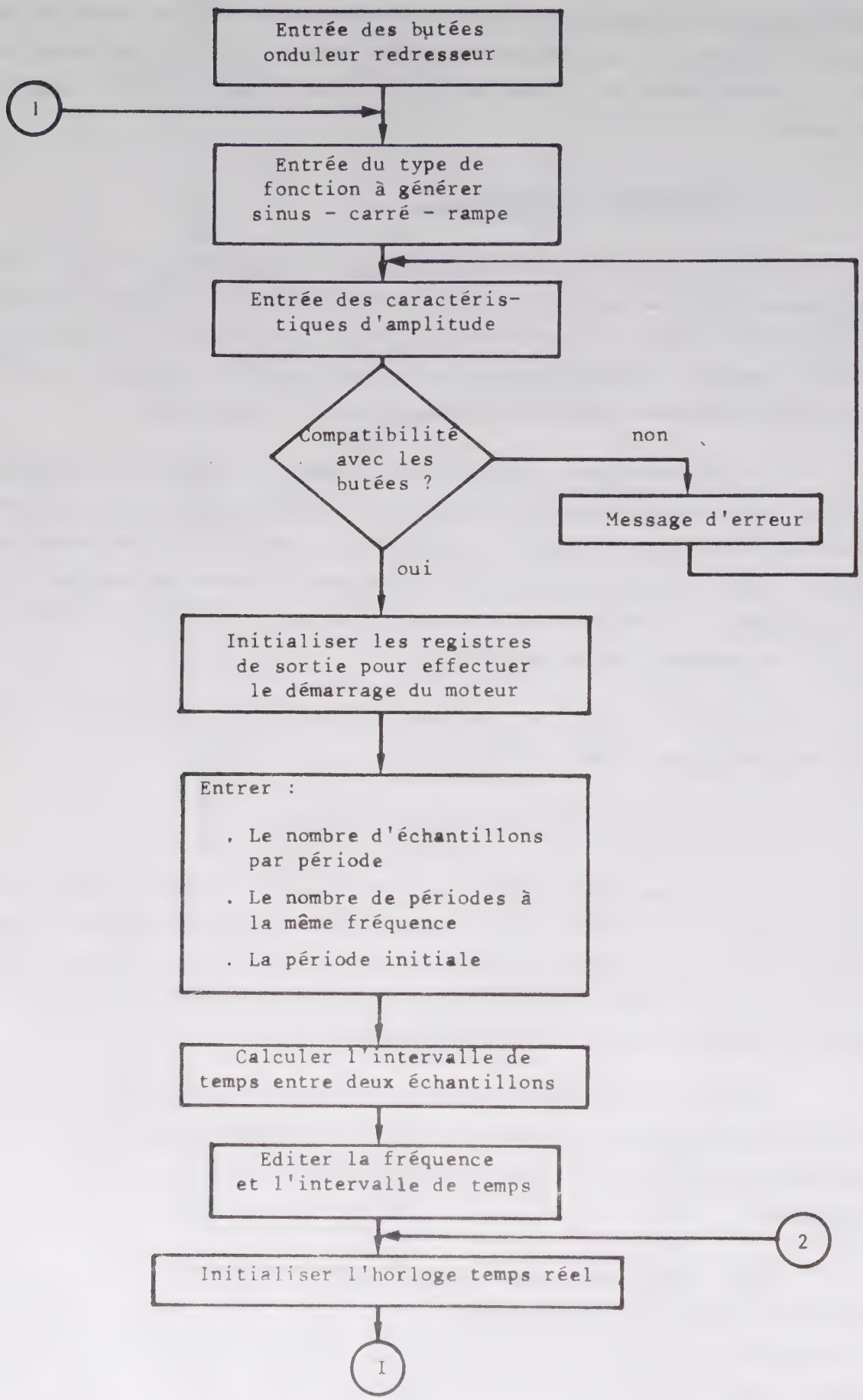
Les mesures se font en comparant les grandeurs d'entrée et de sortie sous forme analogique (figure III.29.).

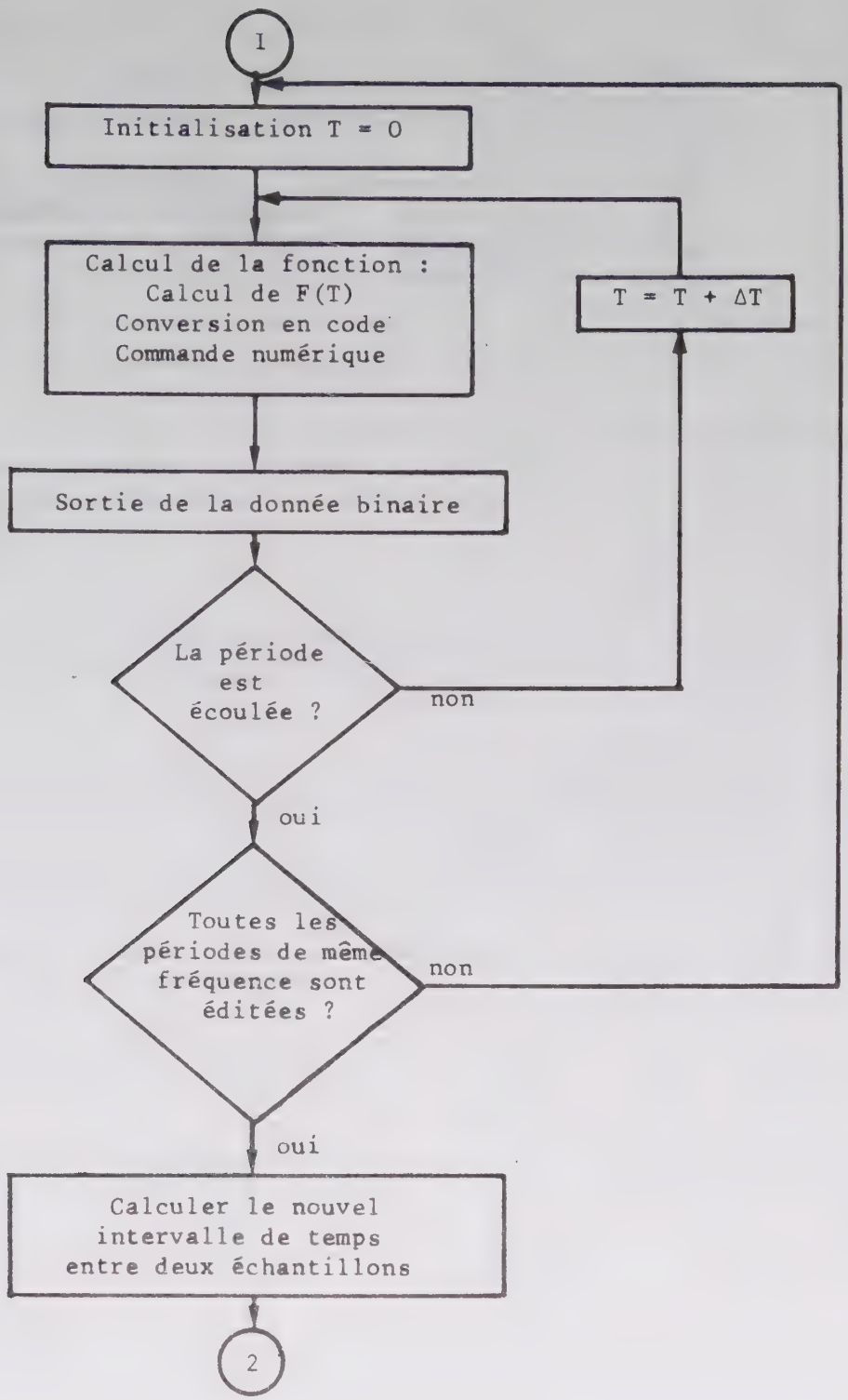
a) Elaboration des données échantillonnées :

L'utilisateur doit choisir le type de signal à générer parmi les trois possibilités (sinus - carré - rampe) et en fixer les caractéristiques d'amplitude (niveau moyen - NM, amplitude crête - AC). Une foix fixé le nombre d'échantillons pour une période de la fonction, le calculateur peut élaborer la valeur numérique à chaque instant d'échantillonnage.

Le choix de la fréquence du signal permet le calcul de l'intervalle de temps entre deux échantillons successifs. Cette durée est transmise au sous-programme de gestion de l'horloge temps réel qui, dès lors, cadencera la sortie des données.

Pour l'étude de la réponse en fréquence du système il nous a paru souhaitable d'obtenir un tracé automatique. La période T_1 de la première série de sinusoïdes est choisie par l'utilisateur. Lorsque toutes les données correspondantes ont été sorties, le calculateur recommence la même séquence d'instruc-


Entrée des butées onduleur redresseur
1
Entrée du type de fonction à générer sinus - carré - rampe
Entrée des caractéristiques d'amplitude
Compatibilité avec les butées ?
non
Message d'erreur
oui
Initialiser les registres de sortie pour effectuer le démarrage du moteur
Entrer :
. Le nombre d'échantillons par période
. Le nombre de périodes à la même fréquence
. La période initiale
Calculer l'intervalle de temps entre deux échantillons
Editer la fréquence et l'intervalle de temps
2
Initialiser l'horloge temps réel
I



Organigramme de calcul des données échantillonnées.

```
                S
NM/75  AC/20
MOTEUR PRET?/0
CPCN PRET?/0
NB DE PTS/200
NPRS/2 MIN/ SEC/30 MSC/     FREQUENCE/+.3333332E-01
INT./+.1507537E+00     FREQUENCE/+.4166838E-01
INT./+.1205980E+00     FREQUENCE/+.5208603E-01
INT./+.9647737E-01
```

Figure III.30. - Listing d'une exécution

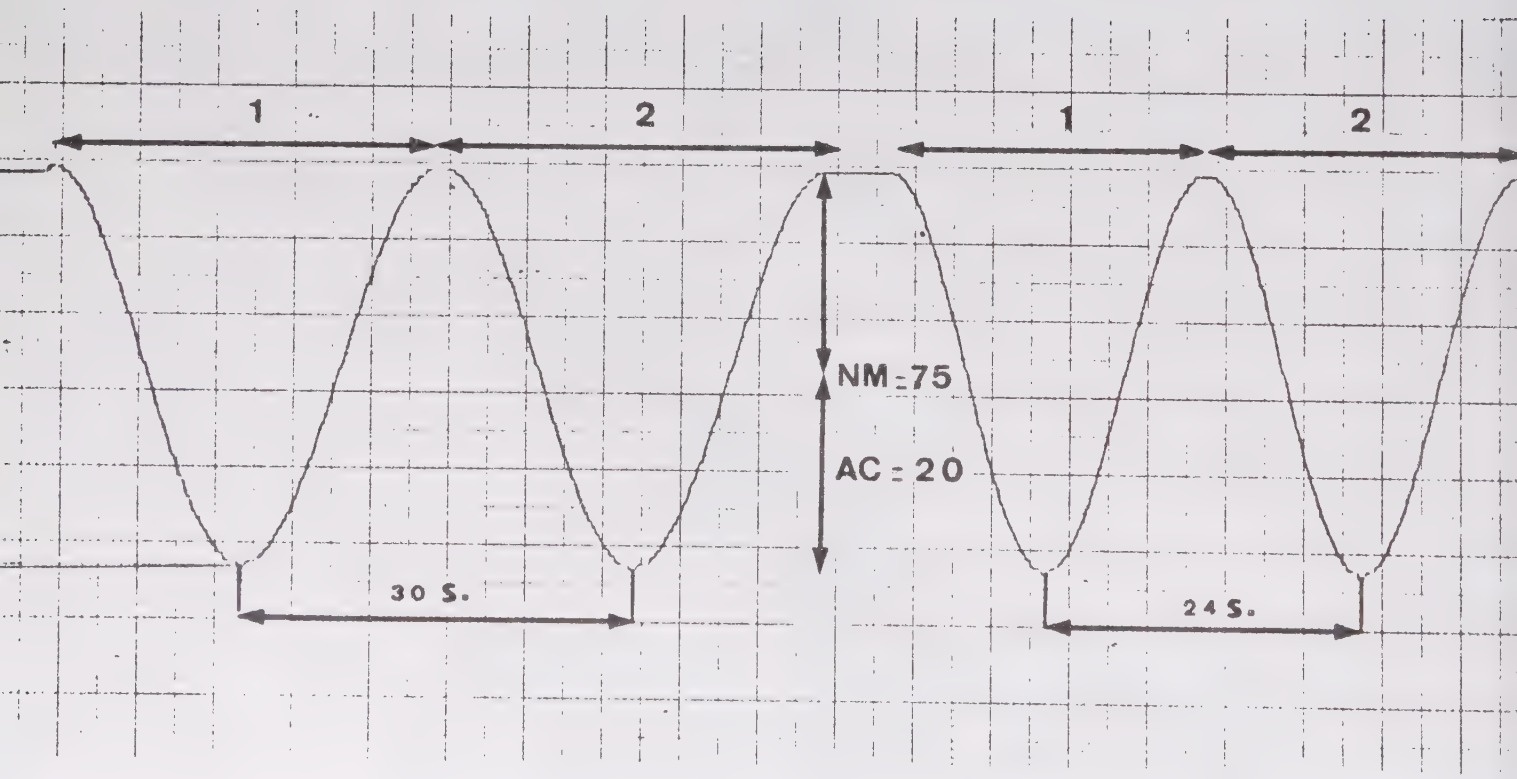


Figure III.31. - Tracés relatifs au listing précédent :
2 périodes successives à 30 sec.
2 autres périodes à 24 sec.

tions avec la nouvelle valeur $T'_1 = T_1 - T_1/5$. Un calcul itératif nous permet d'obtenir une vobulation du signal généré. Pour chaque nouvelle valeur de la période on édite sur la télétype la nouvelle valeur de la fréquence et l'intervalle de temps entre deux échantillons (figure III.30.).

b) L'organisation du calcul

Il ne nous est pas possible, ici, de décrire avec précision la programmation mise en oeuvre. C'est pourquoi nous nous contenterons de présenter succintement les calculs nécessaires, grâce à l'organigramme sommaire suivant.

De nombreux travaux élémentaires sont mis sous forme de sous-programmes. Le corps du programme principal est d'environ 800 octets.

c) L'exécution :

L'entrée dans ce programme se fait généralement au niveau 1 de l'organigramme car la définition des butées ne se fait que lors de la mise en place du système.

Le choix du type de fonction se fait par l'un des caractères suivants :

[S] pour une fonction sinusoïdale

[R] pour une fonction en rampe

[C] pour une fonction carrée

Les caractéristiques d'amplitude sont demandées par la machine, les données entières sont à exprimer en degrés.

NM/ [7] [0] AC/ [1] [0]

Ces premières données permettent de vérifier la comptabilité de toutes les valeurs de la fonction avec les butées redresseur ou onduleur.

Si le convertisseur de puissance et le moteur sont tous les deux sous tension (réponse [Ø]) de l'opérateur, la phase d'initialisation se poursuit en fixant le nombre d'échantillons par période puis le nombre de périodes à la même fréquence (données entières).

Une foix fixée la période initiale le calculateur travaille seul. La valeur de la sortie fixée au départ à la valeur de la butée onduleur prend maintenant les valeurs successives des points de la courbe à générer aux instants d'échantillonnage.

Un listing d'exécution est donné sur la figure III.30., la sortie du calculateur, convertie en analogique est représentée sur la figure III.31.

d) Les résultats :

Ce programme a été exécuté avec comme système piloté, le convertisseur de puissance (P3) en commande de moteur. Les enregistrements simultanés de la vitesse de rotation du moteur et de la référence convertie en analogique appliquée au convertisseur (figure III.32) nous permettent de mesurer pour chaque valeur de la fréquence, le gain et la phase du système.

Le tracé obtenu dans le diagramme de Bode (figure III.33.) met en évidence une première fréquence de coupure vers 70.10^{-3} Hz. Une deuxième fréquence de coupure existe mais ne peut être située avec précision sur ce diagramme. Cette deuxième fréquence de coupure, plus élevée, influe d'ailleurs peu sur la réponse transitoire. Si on l'assimile à une exponentielle pure elle présente une constante de temps de 2,3 sec. (figure III.34.).

Ces essais montrent que le fonctionnement de notre système d'amorçage est satisfaisant et que la liaison entre calculateur et convertisseur se fait très aisément.

==========

Figure III.32. - Etude du comportement fréquentiel de l'ensemble moteur + charge

voie du haut : entrée du convertisseur convertie en analogique
voie du bas : vitesse de rotation du moteur

La voie du bas est en retard de 1 cm sur la voie du haut.
La vitesse de défilement est de 1 cm/mn.

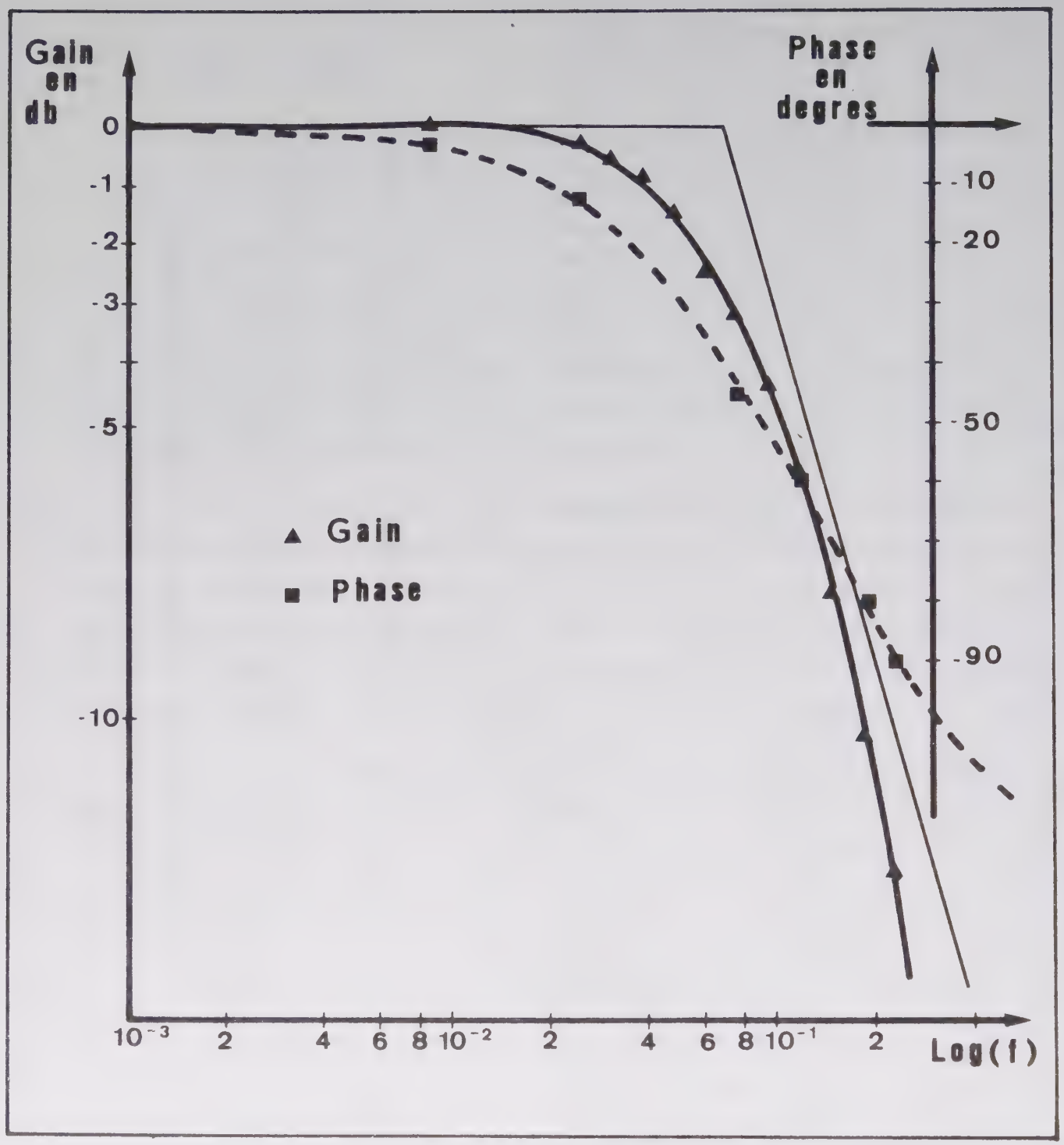


Figure III.33. - Réponse en fréquence du moteur attaqué par le convertisseur.

```
FONCTION?/C
NM/87  AC/6
MOTEUR PRET?/0
CPCN PRET?/0
NB DE PTS/4
NPRS/2 MIN/ SEC/20 MSC/      FREQUENCE/+.5000001E-01
INT./+.9999996E+01
```

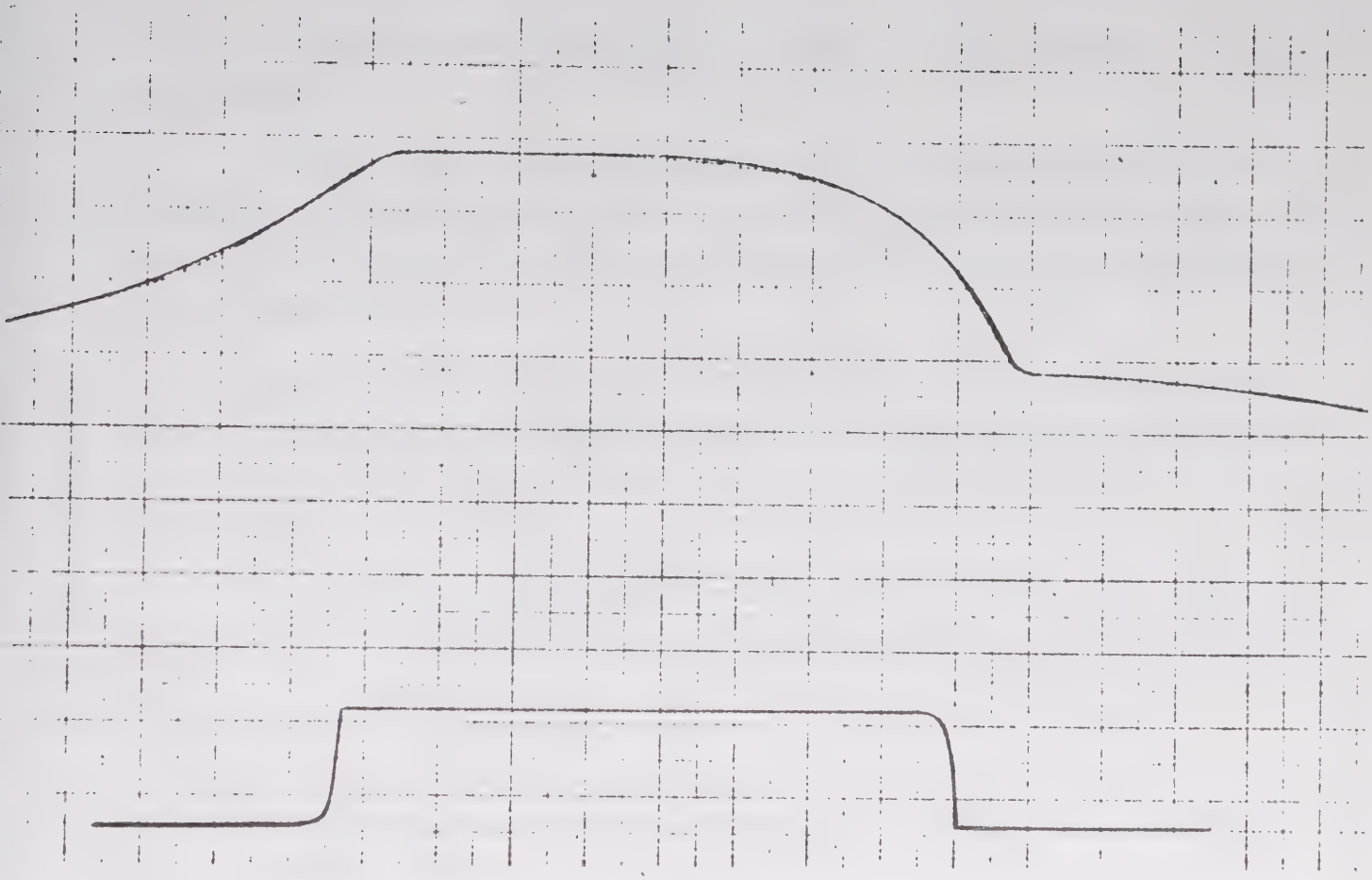


Figure III.34. - Réponse temporelle

CONCLUSION

Nous avons réalisé et mis au point un circuit de commande pour ponts de redressement à thyristors qui peut être vu comme un interface entre calculateur numérique et pont de redressement.

L'utilisation des techniques numériques a permis d'élaborer un circuit universel.

Le même montage permet la commande d'un redresseur monophasé monoalternance, ou de montages P2, P3, P6, PD 2, PD 3, S3 ou même d'un montage double PD 3-S 3. Il suffit de déplacer quelques diodes sur une matrice pour modifier la séquence d'amorçage.

Avec de légères modifications du système de décodage, rien n'interdit de commander des ponts d'ordre différent : PD 5, S7, S9, etc. si le besoin s'en faisait sentir, rien n'interdit non plus de commander des ponts d'ordre supérieur à 12.

Comme la complexité du montage est la même quel que soit l'ordre du redressement, c'est pour des montages d'ordre élevé qu'il sera le plus intéressant.

L'utilisation systématique de circuits logiques nous fait profiter de leurs qualités propres.

Grâce à la reproductibilité des ensembles logiques, aucun réglage n'est nécessaire lors d'une mise en service.

La nature du signal évite tout souci de dérive en particulier au niveau de l'intégrateur. Les niveaux de puissance pour lesquels les essais ont été menés ont permis de montrer que, malgré les perturbations importantes produites sur le réseau par la commutation des thyristors, le dispositif électronique continuait à assurer normalement ses fonctions. Les précautions prises dans ce but assurent donc leur fonction.

Le circuit a été essayé sur des ponts divers avec toutes les charges possibles (résistive, selfique, etc.) et dans les 2 cas de fonctionnement possible (redresseur ou onduleur), sans rencontrer de problèmes particuliers. Nous pensons qu'il peut s'adapter quel que soit le pont, quelle que soit la charge.

Limites d'utilisation, évolution possible.

L'oscillateur asservi demande un secteur compris entre 48 et 51 Hz. Ceci nous interdit actuellement l'utilisation de ce système pour piloter un onduleur assisté fonctionnant à fréquence variable et alimentant une machine synchrone [III.8.].

Nous avons conçu ce système comme un périphérique d'ordinateur. Il est sûrement possible et peut être intéressant d'aller plus loin dans cette voie, en augmentant encore le rôle de l'ordinateur.

Les registres R0, R1, R2, le comparateur et le décodage pourraient être intégrés dans le calculateur mais de nombreux problèmes resteraient à résoudre en ce qui concerne l'horloge asservie et la synchronisation. Ils pourront être l'objet de recherches futures.

==========

BIBLIOGRAPHIE

I.1. - G. SEGUIER
"L'électronique de puissance"
Editeur DUNOD.

I.2. - G. SEGUIER
"Les montages redresseurs - Etude Générale"
Editeur DUNOD.

I.3. - B.R. PELLY
"Thyristor Phase controlled converters and cycloconverters - Operation control and performance".
Editeur WILEY. INTERSCIENCE.

I.4. - F. DORMAL et A. PARENT
"Les redresseurs à thyristors et l'alimentation des moteurs à courant continu"
Bulletin scientifique de l'association des ingénieurs électriciens - Institut Montefiore - Liège.

I.5. - R. MASCARIN
"Les redresseurs industriels à semi-conducteurs"
Editeur EYROLLES.

I.6. - J.M. LAVALLEE
"Thyristor trigger circuit for a reversible D.C. Motor drive with regenerative braking"
Mullard Central Application Laboratory.

I.7. - CASTELL et DANIELS
"Novel 4-quadrant thyristor controller"
Proceedings of I.E.E. n° 11 (1972).

I.8. - C. BOISDON et J. DUCLERGET
"Une nouvelle gamme d'alimentations à thyristors pour moteurs à courant continu".
Revue JEUMONT-SCHNEIDER n° 15 (Juin 1973)

I.9. - G. ROOY
"Etude d'un montage de triacs en pont de Graetz à commande numérique"
Thèse de Docteur-Ingénieur.

I.10. - G. MAGGETTO
"Le thyristor en électrotechnique - Définitions - Protections commandes"
Editeur EYROLLES.

I.11. -
"SCR MANUAL - Including triacs and other thyristors"
5th edition. GENERAL ELECTRIC.

I.12. -
"Special issue on high power semiconductor devices"
Proceedings of the IEEE (vol. 55 - n° 8 - août 1967).

I.13. - CHAUPRADE
"Evolution des circuits de commande des convertisseurs de puissance à thyristors"
Revue JEUMONT-SCHNEIDER n° 10 (janvier 1971)

II.1. - G. ROOY
Ouvrage déjà cité - Réf. I.9.

II.2. - G. SAVARY et P. VILBE
"Circuit de commande numérique pour convertisseur de puissance à thyristors"
Revue générale de l'Electricité (T. 83, n° 4 - avril 1974).

II.3. - A. DEJOU, Directeur des Etudes et Recherches à E.D.F.
P. GAUSSENS, Directeur Adjoint des Etudes et recherches à E.D.F.
"Caractéristiques du Service Public de l'Electricité"
Techniques de l'Ingénieur
Electrotechnique - Réseaux appareillages - D. 620.

II.4. -
"Circuits intégrés linéaires"
Note d'application SIGNETICS FF 13.

II.5. -

"XR - 210 FSK Modulator/Démodulator"
Note d'application TEKELEC AIRTRONIC (EXAR)

II.6. - M. LABORIE
"Quelques applications de la boucle d'asservissement de phase"
Electronique et Microélectronique industrielle EMI 188/1-5-75.

II.7. -

SCR Manual - Ouvrage déjà cité - Réf. : I.11.

II.8. -

"Manuel d'application T.T.L." TEXAS INSTRUMENTS.

II.9. - Ch. KORSAKISSOK
"La sécurité dans les automatismes industriels. Protection contre les parasites"
Automatique et Informatique Industrielles n° 8/9 - octobre 1972

II.10. - Note d'application SCHAFFNER :
"Filtres antiparasites pour circuits intégrés".

II.11. - G. BOUYER
"Etude et réalisation de Circuits Logiques à Haute Immunité pour applications industrielles"
Electronique et Microélectronique industrielles n° 167 EMI 167/15.2.73

II.12. - Note d'application TELEDYNE SEMICONDUCTOR
"HINIL - High Noise Immunity Logic - Séries 300"

II.13. - J. LOSSOUARN
"Transformateurs d'impulsions"
Electronique et Microélectronique industrielles n° 153 EMI 153/15.3.72

III.1. - G. MAGGETTO
Ouvrage déjà cité - Réf. : I.10

III.2. -

"De l'utilisation des fusibles dans la protection des semi-conducteurs monocristallins contre les surintensités"
Note technique - FERRAZ et Cie.

III.3. - R. AHRAN
"Caractéristiques statiques des régulateurs de vitesse à thyristors"
Revue Automatisme n° 3 - mars 1970.

III.4. - J.P. NANTET
"Ordinateurs en temps réel - Applications industrielles"
Editeur MASSON et Cie.

III.5. - THOMAS J. HARRISSON
"Handbook of Industrial Control Computers"
Editeur WILEY INTERSCIENCE

III.6. -
"Mini-Computer Interfacing"
A One Day Symposium at the Polytechnic of Central London
(10 novembre 1972)
Edité par MINICONSULT.

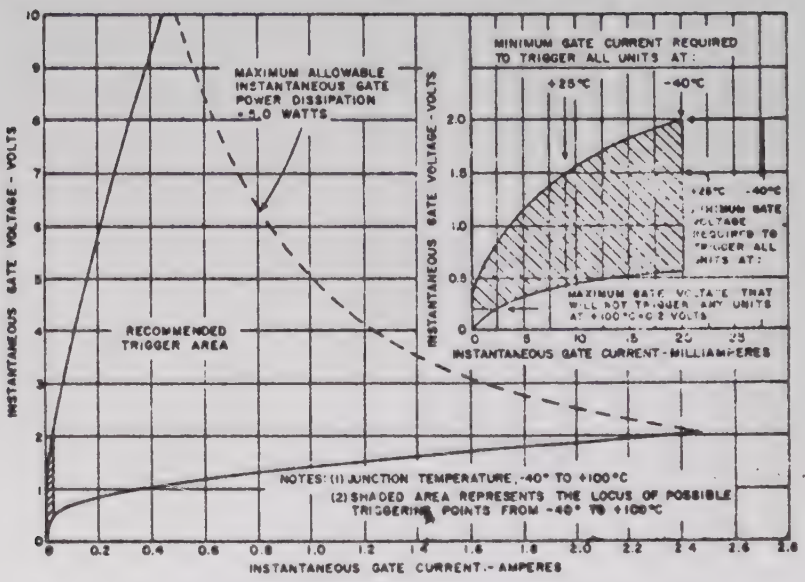
III.7. -
"Mini-computers in Instrumentation and Control"
A three Day Special course at the Polytechnic of Central London
(Juin 1973)
Edité par MINICONSULT.

III.8. - M.R. KLEIN
Résumé de l'exposé : "L'association onduleurs - machines synchrones"
(Colloque de la S.E.E. sur "Les Onduleurs et leurs applications".).

==========

CARACTERISTIQUES DE GACHETTES
DES THYRISTORS UTILISES

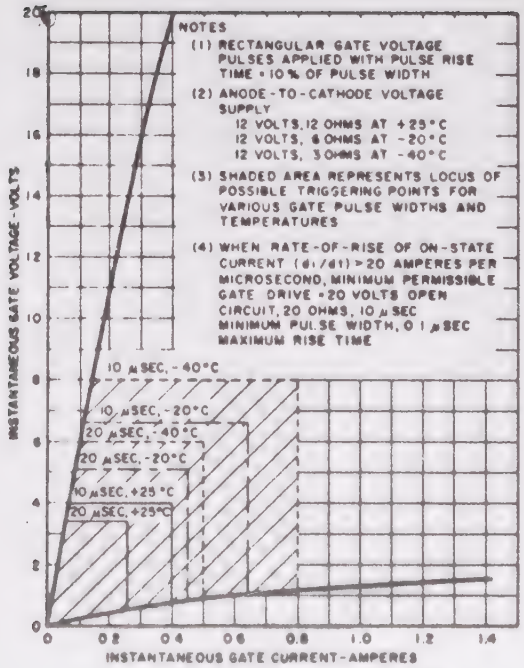
SERIES C30-33



7. GATE TRIGGERING CHARACTERISTICS (C31 AND C33 TYPES)

170.19 1/72
Preliminary

C147



8. PULSE GATE TRIGGER CHARACTERISTICS

NOM de l'Etudiant : VILBE Pierre - Ingénieur INSA.

Nature de la Thèse : Docteur-Ingénieur

V U

Le Président du Jury,

R. GENIN

V U

Le Directeur de Thèse,

G. SAVARY

VU, APPROUVE
PERMIS d'IMPRIMER.

Brest, le

Le Président de l'Université